

(19) **KOREAN INTELLECTUAL PROPERTY OFFICE**

KOREAN PATENT ABSTRACTS

(11)Publication number: **1020020003370**
(43)Date of publication of application: **12.01.2002** **A**

(21)Application number: **1020017010853** (71)Applicant: **NTT DOCOMO, INC.**
(22)Date of filing: **24.08.2001** (72)Inventor: **ATARASHI HIROYUKI**
(30)Priority: **28.12.1999 1** **ABETA SADAYUKI**
(51)Int. Cl. **H04B 1/76** **SAWAHASHI MAMORU**

(54) PATH SEARCH METHOD, CHANNEL ESTIMATING METHOD AND COMMUNICATIONS DEVICE

(57) Abstract:

A communications device provided with at least one of a path search means for detecting each path component timing contained in a reception signal received via a multi-path transmission line by using a phase-known pilot symbol contained in a reception signal, and a channel estimating means for estimating channel variations by using a pilot symbol. The path search means has a first path search unit for detecting each path component timing by using a pilot symbol, and a second path search unit for detecting each path component timing by using an information symbol and a pilot symbol based on a signal demodulated according to timings detected by the first path search unit. The channel estimating means has a pilot symbol acquisition unit for acquiring a pilot symbol contained in a reception signal, and a channel estimating unit for estimating a channel by using the acquired pilot symbol.

copyright KIPO & WIPO 2007

Legal Status

Date of request for an examination (20010824)

Notification date of refusal decision (20040430)

Final disposal of an application (registration)

Date of final disposal of an application (20041021)

Patent registration number (1004675430000)

Date of registration (20050113)

Number of opposition against the grant of a patent ()

Date of opposition against the grant of a patent (00000000)

Number of trial against decision to refuse (2004101003431)

Date of requesting trial against decision to refuse (20040802)

Date of extinction of right ()

(19)대한민국특허청(KR) (12) 등록특허공보(B1)

(51) Int. Cl.⁷
H04B 1/76

(45) 공고일자 2005년01월24일
(11) 등록번호 10- 0467543
(24) 등록일자 2005년01월13일

(21) 출원번호	10- 2001- 7010853	(65) 공개번호	10- 2002- 0003370
(22) 출원일자	2001년08월24일	(43) 공개일자	2002년01월12일
변역문 제출일자	2001년08월24일		
(86) 국제출원번호	PCT /JP2000/009313	(87) 국제공개번호	WO 2001/48959
(86) 국제출원출원일자	2000년12월27일	(87) 국제공개일자	2001년07월05일

(81) 지정국 국내특허 : 오스트레일리아, 캐나다, 중국, 일본, 대한민국, 미국, 싱가포르,

EP 유럽특허 : 오스트리아, 벨기에, 스위스, 독일, 덴마크, 스페인, 프랑스, 영국, 그리스,
아일랜드, 이탈리아, 룩셈부르크, 모나코, 네덜란드, 포르투갈, 스웨덴, 핀란드, 사이프러스,
터키,

(30) 우선권주장 JP- P- 1999- 00375797 1999년12월28일 일본(JP)
 JP- P- 1999- 00375798 1999년12월28일 일본(JP)

(73) 특허권자 엔티타 도꼬모 인코퍼레이티드
일본 도쿄도 치요다쿠 나가타초 2초메 11- 1

(72) 발명자 아타라시히로유키
일본국카나가와켄요코하마시카나자와쿠무즈우라1초메2- 33- 310

아베타사다유키
일본국카나가와켄요코카시노비4초메18- 4- 102

사와하시마모루
일본국카나가와켄요코하마시카나자와쿠무토미오카니시1초메59- 17

(74) 대리인 특허법인 원전

실사관 : 경계우

(54) 채널추정 방법 및 통신장치

요약

통신장치는 다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 수신신호에 포함되는 각 경로 성분의 타이밍을 수신신호에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용하여 검출하는 경로탐색 수단과, 파이롯트 심볼을 사용하여 채널 반동을 추정하는 채널추정 수단 가운데 적어도 한쪽을 구비하고 있다. 경로탐색 수단은 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 제 1 경로탐색부와, 제 1 경로탐색부에서 검출된 타이밍에 따라 복조된 신호에 기초하는 정보 심볼 및 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 제 2 경로탐색부를 갖는다. 채널 추정 수단은 수신신호에 포함되는 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득부와, 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 채널 추정을 행하는 채널추정부를 갖는다.

배열도

도 1

색인어

다중경로, 채널추정, 경로탐색

명세서

기술분야

본 발명은 경로탐색 방법, 채널추정 방법 및 통신장치에 관한 것으로, 특히, 레이크(RAKE) 수신에 이용하는 경로탐색 방법 및 이와 같은 경로탐색 방법을 사용하는 통신장치, 및 채널변동을 추정하는 채널추정 방법 및 이와 같은 채널추정 방법을 사용하는 통신장치에 관한 것이다.

배경기술

최근 이동통신 시스템으로 부호분할다중접속(Code Division Multiple Access : CDMA) 방식이 주목받고 있다. 이 CDMA 방식은 스펙트럼 확산(Spread Spectrum) 기술을 기본으로 한 통신기술이다.

일반적으로 이동통신 환경에서는 송신측으로부터 송신된 신호가 복수의 전파경로, 소위 다중경로의 전파경로를 통해 수신측에 도달하기 때문에 수신되는 신호는 다중경로 신호의 합으로 구성된다. 따라서, 수신되는 신호는 도달시간, 진폭 및 위상이 서로 다른 신호성분의 합으로 구성되어 있다.

그러므로, 기지국과 이동국에서 CDMA 방식을 사용하여 통신을 하는 경우, 다중경로의 전파경로를 거처서 수신되는 신호를 지연시간이 서로 다른 각 경로성분으로 분리하여 등상합성 하는, 소위 레이크 합성수신이 가능하다. 이 레이크 합성수신은 간섭, 열잡음에 대한 최방신호전력비를 향상시키는 것에 의해 전송특성을 개선하는 것이 가능하다. 따라서, CDMA 방식에서는 다중경로의 타이밍(timing)을 정확도가 좋도록 검출하여 각 경로성분을 정확히 분리하는 경로탐색 방법이 매우 중요한 기술이 된다.

종래의 경로탐색 방법으로서, 예를 들면 「실내/실외 실험에 의한 DS(Direct Sequence)-CDMA 시스템의 경로탐색특성」(아오야마 등, 전자정보통신학회 기술연구보고, RCS97-164, pp. 51-58, 1999년 11월)이 제안되어 있다. 이 경로탐색 방법은 송신신호에 주기적으로 삽입된 미리 알려진 위상의 파이롯트(pilot) 심볼(symbol)을 이용하여 상관관계 계산, 상관관계값 평균화, 피크(peak) 검출의 각 처리를 하는 것에 의해 경로의 타이밍 검출을 하고 있다. 여기서 상관관계 계산은 수신신호의 파이롯트 심볼에 확산부호를 승산하는 것에 의해 역확산처리를 하고, 심볼의 상관관계값을 계산한다. 또, 파이롯트 심볼의 위상이 미리 알려진 것을 이용하여 상기의 심볼의 상관관계값을 등상가산 한 후, 이 등상가산 값을 일정시간이 경과할 때까지 전력가산 한다.

이상의 처리로 추출한 심볼 상관관계값의 계열(순시지연 프로파일(profile))을 이용하여, 레이크 합성에 유효한 경로를 선택하기 위해 피크 검출을 한다. 우선 제 1 경로로서 심볼 상관관계값의 계열로부터 최대 레벨을 갖는 경로를 선택한다. 이어서 제 2 경로로서 제 1 경로의 타이밍으로부터 적어도 확산부호 r 칩(chip) 이상 떨어진 타이밍의 심볼 상관관계값으로부터 최대 레벨을 갖는 경로를 선택한다. 또, 제 3 경로 이상도 동일한 방법에 의해 경로의 선택을 한다.

또 한편, 종래의 경로탐색 방법으로는 「W(Wide)-CDMA에 있어서 레이크 합성 경로탐색의 실험적 검토」(후쿠모토 등, 전자정보통신학회 기술연구보고, RCS98-30, pp. 41-48, 1998년 5월)가 제안되어 있다.

이 경로탐색 방법은 1 슬롯(slot)내의 파이롯트 심볼을 등상가산 하여 순시의 채널 추정치를 산출하고, 연속하는 2 슬롯의 채널 추정치를 등상가산 하여 제공하는 것에 의해 순시전력지연 프로파일을 추출한다. 그리고, 이 순시전력 프로파일을 복수 슬롯 분을 추출하고 평균화하는 것에 의해 평균화 된 순시전력지연 프로파일 중에서 신호전력이 최대인 상위 N 경로를 최방신호로 간주하고, 이 상위 N 경로를 제외한 나머지의 경로에 대해서 평균화한 전력을 잡음전력 Pn으로 가정한다.

그리고, 이 잡음전력 Pn의 M배 전력 레벨을 경로선택의 임계값으로 하는 것에 의해, 이 임계값을 넘는 신호전력을 갖는 경로를 레이크 합성의 경로로 선택하고 있다.

그러나, 상기의 경로탐색 방법은 이동국과 기지국과의 통신에 있어서, 송신개시부터 종료까지 항상 신호가 연속적으로 존재하는 같은 상황에 있는 최선교환방식에 대응한 것이다.

따라서, 패킷(packet)에 의한 신호전송과 같이 신호가 연속적으로 존재하지 않고 간헐적으로 전송되고 있는 경우, 상기에서 언급한 경로탐색 방법에서는 일정시간의 평균화 처리가 되지 않아서 경로탐색의 정확도가 열화된다고 하는 문제가 있었다.

다른 한편으로, 이동통신 시스템에서는 이동국과 기지국과의 상대위치의 변 동에 따라서 페이딩(fading)이라 불리는 현상이 발생한다. 페이딩은 전파의 통로로 되는 매체의 상태의 영향을 받아 수신전계의 강도가 시간적으로 변화하는 현상이다. 이 페이딩에 의해 수신되는 신호는 진폭 및 위상이 변동하게 된다. 따라서, 수신신호의 절대위상으로부터 정보 심볼을 복조하는 절대동기검파 방식에서는 진폭 및 위상의 변동, 소위 채널변동을 정확도 좋게 추정하고 그

변동을 보상하는 기술이 필요 불가결하게 된다.

종래, 절대동기검파를 하기 위한 채널추정 방법으로는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 사용하는 방법이 있다. 이 채널추정 방법은 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 수신신호에 주기적으로 다중하여 송신하고, 수신측에서 이 파이롯트 심볼을 사용하여 수신신호의 채널을 추정한다. 그리고, 이 추정 결과에 따라 파이롯트 심볼 이외의 정보 심볼의 채널변동을 추정하고 있다. 일반적으로 주기적으로 삽입된 파이롯트 심볼로부터 얻어지는 채널변동량을 시간적으로 보간하는 것으로 정보 심볼의 채널변동량을 추정할 수 있다.

예를 들면, 「A analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels」(J.K. Cavers, IEEE Transactions on Vehicular Technology, pp. 686- 693, vol.40, no.4, Nov 1991)에서는 파이롯트 심볼과 함께 삽입된 정보 심볼의 채널변동량을 위너필터(Weiner Filter)를 사용하여 보간하는 방법이 제안되어 있다.

또, 「Rayleigh fading compensation for QAM in land mobile radio communications」(S. Sampel and T. Sunaga, IEEE Transactions on Vehicular Technology, pp. 137- 147, vol.42, no.2, May 1993)에서는 보간을 할 때에 지차의 가우스(Gauss) 보간을 사용하여 채널추정을 하는 방법이 제안되고 있다. 그 외에 선형보간을 사용하는 방법 등도 제안되고 있다.

또, 채널추정을 고정확도화 하기 위해서, 파이롯트 심볼만을 사용하여 절대동기검파를 하고, 가 데이터 판정된 정보 심볼에 제변조를 하여 귀환시키는 방법도 제안되어 있다. 이 경우, 귀환되는 공역복소값을 수신신호에 송신하여 변조 심볼을 제거한 정보 심볼을 생성하고, 이 정보 심볼 및 파이롯트 심볼 양쪽을 사용하여 반복하여 채널추정을 하는 방법이 있다.

예를 들면, 이 방법은 「Symbol- aided plus decision- directed reception for PSK/ T CM modulation on shadowed mobile satellite fading」(G. T. Irvine and P. J. McLane, IEEE Journal on Selected Areas on Communications, pp. 1289- 1299, vol SAC- 10, Dec. 1992)에 개시되어 있다.

또, 가 데이터 판정된 정보 심볼의 데이터 판정 오류를 검감하기 위하여 미리 정보 심볼에 오류정정부호화를 하여두는 방법도 있다. 이 경우, 파이롯트 심볼만을 사용하여 절대동기검파를 하고, 오류정정복호를 하고서 가 데이터 판정을 하고 있다.

예를 들면, 이 방법은 「DS/CDMA에 있어서 판정위한대 삽입형동기검파 방식과 비터비(Viterbi) 복호의 특성」(히가시 등, 1994년 전자정보통신학회 추계대회강연논문집, B- 305)에 개시되어 있다.

그러나, 상기의 파이롯트 심볼을 사용하는 채널추정 방법은 이동국과 기지국 파의 통신중에 회선교환방식에 의해 항상 채널이 할당되고, 연속적으로 신호가 송수신되고 있는 상황에서 이용되도록 고려된 것이다.

그러나, 정보 심볼을 패킷이라 불려지는 포맷(format)으로 하여 송수신하는 패킷무선접속방식에서는, 이동국과 기지국 파의 통신에 간헐적으로 신호가 송수신된다. 즉, 회선교환방식과 같이 주기적으로 파이롯트 심볼을 다중화 한다고 하는 것이 불가능하게 된다.

또, 상기의 파이롯트 심볼과 변조변분을 제거한 정보 심볼의 양쪽을 사용하는 채널추정 방법은 가 데이터 판정된 정보 심볼이 변조되어 일률적으로 귀환한다. 하지만, 이동통신 시스템에서는 접속, 간접신호 등의 영향에 의해 수신되는 신호의 신뢰도가 변동하기 때문에 가 데이터 판정된 정보 심볼을 변조하여 일률적으로 귀환하는 것은 바람직하지 않다

발명의 상세한 설명

본 발명은 상기의 문제점을 제거한 신규하고, 또한 유용한 경로탐색 방법, 채널추정 방법 및 통신장치를 제공하는 것을 개략적 목적으로 한다.

본 발명의 보다 구체적인 제 1의 목적은, 레이크(RAKE) 수신에 이용할 수 있고, 전송신호의 연속성에 관계없이 고정확도의 경로탐색이 가능한 경로탐색 방법 및 이와 같은 경로탐색 방법을 사용하는 통신장치를 제공하는 것을 목적으로 한다.

또, 본 발명의 보다 구체적인 제 2의 목적은, 전송신호의 연속성에 관계없이 고정확도의 채널추정이 가능한 채널추정 방법 및 이와 같은 채널추정 방법을 사용하는 통신장치를 제공하는 것을 목적으로 한다.

본 발명의 또 다른 목적은, 다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 신호에 포함되는 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 경로탐색 방법에 있어서, 상기 다중경로의 전파경로를 거쳐 수신되는 신호에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트를 이용하여 각 경로의 타이밍을 검출하는 제 1 경로탐색 단계와, 상기 제 1 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라 복조된 신호에 기초한 정보 심볼 및 상기의 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 제 2 경로탐색 단계를 포함하는 경로탐색 방법을 제공하는 것에 있다. 본 발명으로 되는 경로탐색 방법에 의하면, 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 사용한 경로탐색을 하여 각 경로 성분의 타이밍을 검출하고, 그 타이밍에 따라 복조된 신호에 기초한 정보 심볼 및 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 성분의 타이밍을 다시 검출하는 것으로, 경로탐색의 정확도를 향상시키는 것이 가능하다. 따라서, 상기 제 1의 목적은 달성된다. 우선, 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용해서 경로탐색을 하고, 그 경로탐색의 결과를 이용하여 다시 파이롯트 심볼과 정보 심볼을 이용해서 경로탐색을 하는 것이 효율적이라는 관점에서, 상기 경로탐색 방법에서, 상기 제 1 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라 복조된 신호에 기초한 정보 심볼을 사용하여 기초한 정보 심볼을 검출하고, 상기 제 1 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라 상기 다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 신호를 역확산하는 단계와, 상기 각 경로 타이밍에서 역확산처리된 정보 심볼을 심볼마다 동상가산하는 단계와, 상기 동상가산 된 각 정보 심볼을 복조하고, 데이터 판정하는 단계와 상기 데이터 판정된 신호를 제변조하는 단계에 의해 생성되도록 하여도 좋다. 이와 같은 경로탐색 방법에서는, 제 1 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라 역확산 하고, 그 역확산처리의 결과를 동상가산 하고, 그 동상

가산 된 각 정보 심볼을 복조한다. 또한, 동상가산으로는, 예를 들면 레이크 합성 등이 있다. 복조된 신호를 재변조 하여 제 2 경로탐색 단계로 귀환하여 이용하는 것에 의해 각 경로 성분의 타이밍을 고정확도로 검출할 수 있다.

변조된 정보 심볼 가운데 신뢰도가 높은 것을 선택해서, 상기의 결정에서, 상기의 경로탐색 방법에 있어서, 상기 제 1 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라 복조된 신호에 기초한 정보 심볼은 상기 복조된 정보 심볼 가운데 소정의 조건에 적합한 것이 선택되고, 귀환되도록 하여도 좋다. 이와 같이, 재변조 한 정보 심볼 가운데 신뢰도가 높은 것을 선택하여 경로탐색에 이용하는 것에 의해 각 경로 성분의 타이밍을 고정확도로 검출 할 수 있다.

경로탐색을 반복하는 것에 의해 정확도를 향상시킨다는 관점에서, 상기의 경로탐색 방법에 있어서, 상기 제 2 경로탐색 단계는 소정의 조건에 적합한 때까지 반복하여 처리되도록 하여도 좋다. 이와 같이 정확도가 향상된 경로탐색의 결과를 사용하여 다시 복조를 하는 것에 의해, 데이터 판정결과와 정확도를 향상시킬 수 있다. 그리고, 정확도가 향상된 데이터 판정결과를 귀환하여 다시 경로탐색을 반복하는 것에 의해 경로탐색의 정확도가 더욱 향상하고, 결과적으로 데이터 판정결과를 더욱 향상시킬 수 있다.

이동범위를 확대한다는 관점에서, 상기 경로탐색 방법에 있어서, 상기 다중경로의 전파경로를 거처서 수신되는 신호는 다중반송과 부호분할다중접속방식에 의해 전송되어도 좋다. 이와 같이 본 발명의 경로탐색 방법은 다중반송과 부호분할다중접속방식에 의해 전송된 다중경로의 전파경로를 거처서 수신되는 신호에 이용하는 것도 가능하다.

본 발명의 다른 목적은, 파이롯트 심볼을 사용하여 채널변동을 추정하는 채널추정 방법에 있어서, 수신 패킷에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득 단계와, 상기 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 채널추정을 하는 채널추정 단계를 포함하는 채널추정 방법을 제공하는 것에 있다. 본 발명으로 되는 채널추정 방법에 의해 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 채널추정에 이용하는 것에 의하면, 전송신호의 연속성에 관계없이 고정확도의 채널추정이 가능하게 된다. 따라서, 상기 제 2의 목적은 달성된다.

상기 채널추정 방법에 있어서, 상기 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼은 패킷에 시간다중 되어 있어도 좋다. 이 경우, 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼은 패킷에 시간다중 해서 송신하면 좋다.

상기 채널추정 방법에 있어서, 상기 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼은 패킷에 부호다중 되어 있어도 좋다. 이와 같이, 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼은 송신 패킷에 부호다중 하여 송신할 수 있다.

상기 채널추정 방법에 있어서, 상기 채널추정 단계는 상기 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼과, 동일한 송신원으로 부터 송신된 다른 패킷에 포함되는 파이롯트 심볼을 조합해서 채널추정을 하여도 좋다. 이와 같이, 동일한 송신원으로부터 송신된 패킷의 패킷에 포함되는 파이롯트 심볼을 조합해서 채널추정을 하는 것에 의해 채널추정의 정확도를 향상할 수 있다.

본 발명의 다른 목적은, 파이롯트 심볼을 사용하여 채널변동을 추정하는 채널추정 방법에 있어서, 공통제어 채널 내에 다중되어 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득 단계와, 상기 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 채널추정을 하는 채널추정 단계를 포함하는 채널추정 방법을 제공하는 것에 있다. 본 발명으로 되는 채널추정 방법에 의하면, 공통제어 채널 내에 다중되어 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 채널추정에 이용할 수 있고, 전송신호의 연속성에 관계없이 고정확도의 채널추정이 가능하게 된다. 따라서, 상기 제 2의 목적을 달성할 수 있다.

상기 채널추정 방법에 있어서, 상기 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼은 공통제어 채널 내에 시간다중 되어 있어도 좋다. 이 경우, 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼은 공통제어 채널 내에 시간다중 하여 송신하면 좋다.

상기 채널추정 방법에 있어서, 상기 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼은 공통제어 채널 내에 부호다중 되어 있어도 좋다. 이 경우, 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼은 공통제어 채널 내에 부호다중 하여 송신하면 좋다.

상기 채널추정 방법에 있어서, 상기 채널추정 단계는, 상기 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼과, 동일한 송신원으로부터 송신된 다른 패킷에 포함되는 파이롯트 심볼을 조합하여 채널추정을 하여도 좋다. 이와 같이, 동일한 송신원으로부터 송신된 패킷에 포함되는 파이롯트 심볼을 조합해서 채널추정을 하는 것에 의해 채널추정의 정확도를 향상하는 것이 가능하다.

본 발명의 다른 목적은, 파이롯트 심볼을 사용하여 채널변동을 추정하는 채널추정 방법에 있어서, 패킷 및 공통제어 채널 내에 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼이 다중되어 있는 패킷에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 제 1 파이롯트 심볼 취득 단계와, 상기 공통제어 채널 내에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 제 2 파이롯트 심볼 취득 단계와, 상기 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 채널추정을 하는 채널추정 단계를 포함하는 채널추정 방법을 제공하는 것에 있다. 본 발명으로 되는 채널추정 방법에 의하면, 수신측에서 수신 패킷 및 공통제어 채널 내에 다중되어 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득할 수 있다. 따라서, 수신 패킷 및 공통제어 채널 내에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼에 의해 채널추정을 하는 것으로 채널추정의 정확도를 향상시킬 수 있다. 이에 의해 상기 제 2의 목적을 달성할 수 있다.

본 발명의 다른 목적은, 파이롯트 심볼을 사용하여 채널변동을 추정하는 채널추정 방법에 있어서, 수신 패킷에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득 단계와, 상기 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 채널추정을 하는 채널추정 단계를 포함하는 채널추정 방법을 제공하는 것에 있다. 본 발명으로 되는 채널추정 방법에 의하면, 최초에 파이롯트 심볼을 이용해서 채널추정을 하고, 다음에 파이롯트 심볼 및 정보 심볼을 이용하여 채널추정을 하는 것에 의해 채널추정의 정확도를 향상시킬 수 있다. 따라서, 상기 제 2의 목적을 달성할 수 있다.

상기 채널추정 방법에 있어서, 상기 가 데이터 판정정보 심볼 생성 단계는 상기 가 데이터 판정정보 심볼에 신뢰도에 따른 가중치 부여를 하고 가중치 부여 처리를 포함해도 좋다. 이와 같이, 가 데이터 판정정보 심볼에 신뢰도에 따른 가

증치 부어를 하는 것에 의해 채널추정의 정확도를 향상시키는 것이 가능하다.

상기 채널추정 방법에 있어서, 상기 가 데이터 판정정보 심볼 생성 단계는 상기 가 데이터 판정정보 심볼을 오류정정 복호화 하고, 다시 오류정정부호화를 하는 오류정정 처리를 포함해도 좋다. 이와 같이, 가 데이터 판정정보 심볼을 오류정정복호화 하고, 다시 오류정정부호화 하는 오류정정 처리를 포함하는 것에 의해 채널추정의 정확도를 향상시킬 수 있다.

상기 채널추정 방법에 있어서, 상기 가 데이터 판정정보 심볼 생성 단계는 상기 오류정정부호화 후의 가 데이터 판정정보 심볼에 신뢰도에 따른 가중치 부어를 하는 가중치 부어 처리를 포함해도 좋다. 이와 같이, 오류정정부호화 후의 가 데이터 판정정보 심볼에 가중치 부어를 하는 것에 의해, 더욱 채널추정의 정확도를 향상시킬 수 있다.

본 발명의 다른 목적은, 파이롯트 심볼을 사용하여 채널변동을 추정하는 채널추정 방법에 있어서, 수신 패킷에 포함된 복수의 부반송파(subcarrier)를 취득하는 부반송파 취득 단계와, 상기 복수의 부반송파 마다 포함되는 복수의 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득 단계와, 상기 복수의 파이롯트 심볼을 이용하여 부반송파 마다 채널추정을 하는 채널추정 단계를 포함하는 채널추정 방법을 제공하는 것에 있다. 본 발명으로 되는 채널추정 방법에 의하면, 복수의 부반송파 마다 포함되는 복수의 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하고, 그 복수의 파이롯트 심볼을 이용하여 부반송파 마다 채널추정을 하는 것에 의해 다중반송파 전송방식에 더 적용할 수 있다.

상기와 같이 패킷 내 및 상기 공통 채널 내의 적어도 한쪽에 다중된 이미 알려진 위상의 파이롯트 심볼은 상기 경로탐색 방법에 있어서도 사용이 가능하다.

본 발명의 다른 목적은 다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신된 수신신호에 포함되는 각 경로 성분의 타이밍을 수신신호에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 사용하여 검출하는 경로탐색 수단과, 상기 파이롯트 심볼을 사용하여 채널변동을 추정하는 채널추정 수단을 구비한 통신장치를 제공하는데 있다. 본 발명으로 되는 통신장치에 의하면 상기 제 1 및 제 2의 목적을 달성할 수 있다.

상기 경로탐색 수단은, 상기 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 제 1 경로탐색부와, 상기 제 1 경로탐색부에서 검출된 타이밍에 따라 복조된 신호에 기초한 정보 심볼 및 상기의 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 제 2 경로탐색부를 갖는 구성으로 하여도 좋다. 이 경우, 각 경로 성분의 타이밍을 고정확도로 검출할 수 있다. 따라서, 고정확도의 데이터 합성 수신 가능한 통신장치를 실현할 수 있다.

상기 채널추정 수단은, 상기 수신신호에 포함되는 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득부와, 상기 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 채널추정을 하는 채널추정부를 갖는 구성으로 하여도 좋다. 이 경우 전송신호의 연속성에 관계없이 고정확도의 채널추정 가능한 통신장치를 실현할 수 있다.

상기 채널추정 수단은, 상기 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 가 채널추정을 하는 가 채널추정부와, 상기 가 채널추정의 결과에 따라 채널변동을 보상하고, 그 보상후의 정보 심볼로부터 가 데이터 판정정보 심볼을 생성하는 가 데이터 판정정보 심볼 생성부와, 상기 가 데이터 판정정보 심볼을 이용하여 변조성분을 제거한 정보 심볼을 생성하고, 상기 파이롯트 심볼을 이용하여 채널추정을 하는 추정부를 갖는 구성으로 할 수 있다.

상기 파이롯트 심볼 취득부는, 상기 수신신호에 포함되는 복수의 부반송파를 취득하는 부반송파 취득부와, 상기 복수의 부반송파 마다 포함되는 복수의 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득부를 갖고, 상기 채널추정부는 상기 복수의 파이롯트 심볼을 이용하여 부반송파 마다 채널추정을 하는 구성을 할 수 있다.

본 발명의 다른 목적은 다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 수신신호에 포함되는 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 경로탐색을 하는 통신장치에 있어서, 상기 다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 신호에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 제 1 경로탐색부와, 상기 제 1 경로탐색부에서 검출된 타이밍에 따라 복조된 신호에 기초한 정보 심볼 및 상기 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 제 2 경로탐색부를 구비한 통신장치를 제공하는데 있다. 본 발명으로 되는 통신장치에 의하면 상기 제 1의 목적을 달성할 수 있다.

본 발명의 다른 목적은, 파이롯트 심볼을 사용하여 채널변동을 추정하는 채널추정을 하는 통신장치에 있어서, 수신 패킷에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득부와, 상기 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 채널추정을 하는 채널추정부를 구비한 통신장치를 제공하는데 있다. 본 발명으로 되는 통신장치에 의하면 상기 제 2의 목적을 달성할 수 있다.

본 발명의 다른 목적은, 파이롯트 심볼을 사용하여 채널변동을 추정하는 채널추정을 하는 통신장치에 있어서, 공통제어 채널 내에 다중되어 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 제 1 파이롯트 심볼 취득부와, 상기 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 채널추정을 하는 채널추정부를 구비한 통신장치를 제공하는데 있다. 본 발명으로 되는 통신장치에 의하면 상기 제 2의 목적을 달성할 수 있다.

본 발명의 다른 목적은, 파이롯트 심볼을 사용하여 채널변동을 추정하는 채널추정을 하는 통신장치에 있어서, 패킷 및 공통제어 채널 내에 다중되어 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 제 1 파이롯트 심볼 취득부와, 상기 공통제어 채널 내에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 제 2 파이롯트 심볼 취득부와, 상기 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 채널추정을 하는 채널추정부를 구비한 통신장치를 제공하는데 있다. 본 발명으로 되는 통신장치에 의하면 상기 제 2의 목적을 달성할 수 있다.

본 발명의 다른 목적은, 파이롯트 심볼을 사용하여 채널변동을 추정하는 채널추정을 하는 통신장치에 있어서, 수신 패킷에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득부와, 상기 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 가 채널추정을 하는 가 채널추정부와, 상기 가 채널추정의 결과에 따라 채널변동을 보상하고, 그 보상후의 정보 심볼로부터 가 데이터 판정정보 심볼을 생성하는 가 데이터 판정정보 심볼 생성부와, 상기 가 데이터 판정정보 심볼을 이용하여 변조 성분을 제거한 정보 심볼을 생성하고, 상기 파이롯트 심볼 및 정보 심볼을 이용하여 채널을

추정하는 채널추정부부를 구비한 통신장치를 제공하는데 있다. 본 발명으로 되는 통신장치에 의하면 상기 제 2의 목적을 달성할 수 있다.

본 발명의 다른 목적은, 파이롯트 심볼을 사용하여 채널변동을 추정하는 채널추정을 하는 통신장치에 있어서, 수신 패킷에 포함되는 복수의 부반송파를 취득하는 부반송파 취득부와, 상기 복수의 부반송파를 따라 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득부와, 상기 복수의 파이롯트 심볼을 이용하여 부반송파를 따라 채널추정을 하는 채널추정부부를 구비한 통신장치를 제공하는데 있다. 본 발명으로 되는 통신장치에 의하면 상기 제 2의 목적을 달성할 수 있다.

상기의 파제는 다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신신호에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 제 1 경로탐색 단계를 실행하는 경로탐색 수단과, 상기 제 1 경로탐색 단계 후에 채널변동을 추정하는 채널추정을 행하는 제 1 채널추정 단계를 실행하는 채널추정 수단을 구비하고, 상기 경로탐색 수단은 상기 제 1 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라 상기 제 1 채널추정 단계를 거쳐서 복조된 신호에 기초한 정보 심볼 및 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 제 2 경로탐색 단계를 실행하고, 상기 채널추정 수단은 상기 제 2 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라 상기 제 1 채널추정 단계를 거쳐서 복조된 신호에 기초한 정보 심볼 및 파이롯트 심볼을 이용하여 제 1 채널변동을 추정하는 채널추정을 하는 제 2 채널추정 단계를 행하고, 이후는 상기 제 2 채널추정 단계 후에 복조된 정보 심볼 및 파이롯트 심볼을 사용하여 상기 제 2 경로탐색 단계를 행하고, 상기 제 2 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라 복조된 정보 심볼 및 파이롯트 심볼을 사용하여 상기 제 2 채널추정 단계를 행한다고 하는 처리를 반복하여 경로탐색 및 채널추정을 재귀적으로 하는 통신장치에 의해서도 달성할 수 있다. 본 발명으로 되는 통신장치에 의하면 상기 제 1 및 제 2의 목적을 달성할 수 있다.

상기 파이롯트 심볼은, 상기 수신신호의 패킷 내 및 공통채이 채널 내의 적어도 한쪽에 포함되어 있어도 좋다. 상기 패킷 내 및 공통채이 채널 내의 적어도 한쪽에 포함되어 있어도 좋다. 상기의 파제는, 상기 제 1 및 제 2의 목적을 달성할 수 있다. 본 발명으로 되는 통신장치에 의하면 상기 제 1 및 제 2의 목적의 적어도 한쪽을 달성할 수 있다.

상기의 파제는 수신신호의 패킷 내 및 공통채이 채널 내의 적어도 한쪽에 포함되어 있어도 좋다. 상기의 파제는, 상기 제 1 및 제 2의 목적을 달성할 수 있다. 본 발명으로 되는 통신장치에 의하면 상기 제 1 및 제 2의 목적의 적어도 한쪽을 달성할 수 있다.

상기 파이롯트 심볼은, 상기 수신신호의 패킷 내 및 공통채이 채널 내의 적어도 한쪽에 포함되어 있어도 좋다. 또, 통신장치는 상기 정보 심볼을 귀환하는 귀환 수단을 더 구비하고, 상기 경로탐색, 채널추정 수단은 채널추정 후에 복조되는 정보 심볼 및 파이롯트 심볼을 사용하여 경로탐색을 하고, 상기 경로탐색에서 검출된 타이밍에 따라 상기 귀환 수단을 통해 귀환되는 정보 심볼 및 파이롯트 심볼을 사용하여 채널 추정을 행한다고 하는 처리를 반복하여 경로탐색 및 채널추정을 재귀적으로 하는 구성으로 하여도 좋다. 본 발명의 더 다른 목적 및 특징은, 이하의 도면과 함께 기술되는 설명에 의해 명확히 될 것이다.

도면의 간단한 설명

- 도 1은 본 발명으로 되는 통신장치의 제 1 실시예의 개략적 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 2는 통신장치의 제 1 실시예의 처리 순서를 설명하는 흐름도이다.
- 도 3은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 1 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 4는 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 2 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 5는 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 3 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 6은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 4 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 7은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 5 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 8은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 6 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 9는 회방신호전력 대 간섭 플러스 잡음전력비를 구하기 위한 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 10은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 7 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 11은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 1 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 12는 파이롯트 심볼이 삽입된 패킷의 구조를 나타내는 도이다.
- 도 13은 파이롯트 심볼이 삽입된 패킷의 다른 구조를 나타내는 도이다.
- 도 14는 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 2 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 15는 파이롯트 심볼이 삽입된 패킷의 다른 구조를 나타내는 도이다.
- 도 16은 파이롯트 심볼이 삽입된 패킷의 다른 구조를 나타내는 도이다.
- 도 17은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 3 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 18은 파이롯트 심볼이 삽입된 패킷의 다른 구조를 나타내는 도이다.
- 도 19는 파이롯트 심볼이 삽입된 패킷의 다른 구조를 나타내는 도이다.
- 도 20은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 4 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 21은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 5 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 22는 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 6 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 23은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 7 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 24는 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 8 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 25는 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 9 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 26은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 10 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.

- 도 27은 채널추정부의 제 10 실시예에 있어서 각 부반송파의 배열마다 행하는 채널추정부의 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 28은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 11 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 29는 채널추정부의 제 11 실시예에 있어서 각 부반송파의 배열마다 행하는 채널추정부의 구성을 나타내는 블록도이다.

실기예

이하, 본 발명으로 되는 경로탐색 방법, 채널추정 방법 및 통신장치의 각 실시예를 도면과 함께 설명한다.

도 1은 본 발명으로 되는 통신장치의 제 1 실시예의 개략적 구성을 나타내는 블록도이다. 통신장치 1은 대략 도와 같이 접속된 경로탐색부 A(120), 경로탐색부 B(130), 확산부호 복제(Replica) 생성부(116), 레이크(RAKE) 평가(Finger) 회로(110-1~110-3), 레이크 합성부(140), 동기 검출부(141), 채널조부(142), 오류정정복호부(143-1), 오류정정부호화부(143-2) 및 스위치(50)로 되어 있다. 다중경로의 전파경로를 거쳐서, 도시를 생략한 안테나, 주파수 변조부, 아날로그/디지털(A/D) 변환부와 메모리등을 통해서 수신되는 수신신호는 경로탐색부 A(120), 경로탐색부 B(130) 및 레이크(RAKE) 평가(Finger) 회로(110-1~110-3)에 입력된다.

경로탐색부 A(120)는 대략 수신신호가 공급되는 승산기(121), 확산부호 복제 생성부(122), 지연 프로파일 생성부(123) 및 경로탐색부 A(120)의 출력을 생성하는 경로선택부(124)로 되어 있다. 마찬가지로, 경로탐색부 B(130)는 대략 수신신호가 공급되는 승산기(131), 확산부호 복제 생성부(132), 지연 프로파일 생성부(133) 및 경로탐색부 B(130)의 출력을 생성하는 경로선택부(134)로 되어 있다. 경로탐색부 A(120) 및 경로탐색부 B(130)의 출력은 지연제어부(117)를 통해 레이크 평가 회로(110-1~110-3)에 공급한다.

레이크 평가 회로(110-1~110-3)는 동일한 구성을 가지고, 레이크 평가 회로(110-1)는 대략 수신신호가 공급되는 지연처리부(112-1), 승산기(114-1), 채널추정부 A(20-1), 채널추정부 B(30-1) 및 채널변동보상부(216-1)로 되어 있다. 레이크 평가 회로(110-1~110-3)의 출력은, 채널변동보상부(216-1~216-3)(216-1만 나타냄)로부터 레이크 합성부(140)에 공급되어 합성되고, 동기검파부(141)에 공급된다. 동기검파부(141)로부터는 검파출력이 얻어진다. 동기검파부(141)로부터의 검파출력은 오류정정복호부(143-1)에 공급되고, 오류정정 및 복호처리된 출력신호가 출력된다. 오류정정복호부(143-1)로부터의 출력신호는 오류정정부호화부(143-2)에서 오류정정 및 부호화 처리되어 스위치(50)에 공급된다. 스위치(50)에는 동기검파부(141)로부터의 검파출력과 공급된다. 스위치(50)의 출력은, 채널조부(142)를 통해서 경로탐색부 B(130)의 지연 프로파일 생성부(133)과, 레이크 평가 회로(110-1~110-3)의 채널추정부 B(30-1~30-3)(30-1만 나타냄)에 귀환된다. 채널조부(130), 오류정정부호화부(143-2) 및 스위치(50)는 판정위한 처리부(60)을 구성한다.

통신장치 제 1 실시예는 후술하는 것과 같이, 특히 경로탐색부 A(120), 경로탐색부 B(130) 및 레이크 평가 회로(110-1~110-3)의 채널추정부 A(20-1~20-3)(20-1만 나타냄)와 채널추정부 B(30-1~30-3)(30-1만 나타냄)의 구성 및 동작에 특징이 있다.

구체적으로는 경로탐색부 A(120) 및 경로탐색부 B(130)는 제 1 경로탐색 단계 및 제 2 경로탐색 단계를 가지고, 레이크 평가 회로(110-1~110-3)은 제 1 채널 추정 단계와 제 2 채널 추정 단계를 갖는다.

제 1 경로탐색 단계에서는, 다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 수신신호에 포함되는 각 경로 성분의 타이밍을 검출할 때에 수신신호에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용해서 각 경로 성분의 타이밍을 검출한다. 제 2 경로탐색 단계에서는, 제 1 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라 복조되는 신호에 기초하는 정보 심볼 및 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용해서 각 경로 성분의 타이밍을 검출한다. 이와 같이, 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 사용한 각 경로탐색을 하고서 각 경로 성분의 타이밍을 검출하고, 그 타이밍에 따라 복조되는 신호에 기초하는 정보 심볼 및 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 성분의 타이밍을 다시 검출함으로써 경로탐색의 정확도를 향상시키는 것이 가능하다.

다른 한편, 제 1 및 제 2 채널추정 단계는, 각각 파이롯트 심볼을 사용하여 채널변동을 추정할 때, 수신신호에 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득 단계와, 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 채널추정을 하는 채널 추정 단계를 갖는다. 제 2 채널 추정 단계에서는 제 1 채널 추정 단계에서 검출된 타이밍에 따라 복조된 신호에 기초하는 정보 심볼과 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용해서 채널 추정을 한다. 이와 같이, 정보 심볼과 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 채널 추정에 이용하는 것에 의해 송신신호의 연속성에 관계없이 고정확도의 채널 추정이 가능하게 된다.

또한, 경로탐색과 채널추정에 이용된다. 귀환된 정보 심볼은 경로탐색과 채널추정에서 따로따로의 것을 이용할 필요가 없이 공통하는 것으로 경로탐색과 채널추정의 정확도를 더욱 향상시킬 수 있다.

즉, 다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 수신신호에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용해서 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 제 1 경로탐색 단계를 실행하고, 제 1 경로탐색 단계 후에 채널변동을 추정하는 제 1 채널 추정 단계를 실행하고, 제 1 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라 제 1 채널 추정 단계를 거쳐서 복조된 신호에 기초하는 정보 심볼 및 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용해서 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 제 2 경로탐색 단계를 실행하고, 제 2 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라 제 2 채널 추정 단계를 거쳐서 복조된 신호에 기초한 정보 심볼 및 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용해서 채널변동을 추정하는 채널 추정을 하는 제 2 채널 추정 단계를 행하고, 이후는 제 2 채널 추정 단계에서 복조된 정보 심볼 및 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 사용해서 제 2 경로탐색을 행하고, 제 2 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라 판정위한처리부(60)를 통해서 귀환되는 정보 심볼 및 파이롯트 심볼을 사용해서 제 2 채널 추정 단계를 행한다고 하는 처리를 반복하여 경로탐색 및 제

널 추정을 재귀적으로 행하는 것이 가능하다. 이렇게 하여, 경로탐색 및 채널 추정 이 재귀적으로, 즉 보환적으로 작용을 더하여 경로탐색과 채널추정의 정확도를 더욱 향상시킬 수 있다.

도 2는 통신장치의 제 1 실시예의 처리 순서를 설명하는 흐름도이다. 도 2에 있어서, 단계 S1은 수신 패킷 신호를 메모리에 축적한다. 수신 패킷 신호가 메모리에 축적된 후 단계 S2는, 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 사용해서 경로탐색을 한다. 경로탐색이 완료되면 단계 S3은, 수신신호에 선택된 경로의 수신 타이밍으로 역확산처리 및 채널 추정처리를 하고 레이크 합성을 한다.

단계 S4는 레이크 합성된 신호를 동기검파에 의해 복조하고, 정보 심볼의 가 데이터 판정이 행해진다. 이후 단계 S5는 가 데이터 판정된 정보 심볼을 변조하고, 그 공역복소값을 경로탐색을 위해 귀환한다. 단계 S6은, 파이롯트 심볼이 위상이 미리 알려진 것 및 정보 심볼이 귀환된 공역복소값을 송신하는 것으로 미리 알려진 위상으로 되는 것을 더하여, 파이롯트 심볼 및 정보 심볼의 양쪽을 사용하여 경로탐색을 한다.

경로탐색이 완료되면 단계 S7은 수신신호에 새로이 선택된 경로의 수신 타이밍으로 역확산처리 및 채널 추정처리를 하고, 레이크 합성이 행해진다. 그리고, 단계 S8은 레이크 합성된 신호를 동기검파에 의해 복조한다.

단계 S9는, 경로탐색의 처리를 반복할 것인지 아닌지를 판정하고, 판정결과가 예(Yes)이면, 처리는 단계 S5로 되돌아 가서 정보 심볼의 가 데이터 판정을 행하고, 가 데이터 판정이 된 정보 심볼을 변조하고, 그 공역복소값을 경로탐색을 위해서 귀환한다. 한편, 단계 S9의 판정결과가 아니오(No)이면 단계 S10은 데이터 판정 결과를 출력하고, 처리는 종료한다.

즉, 단계 S2의 경로탐색 및 단계 S7의 채널 추정을 상기에서 언급한 것과 같이, 제 1 경로탐색 단계 → 제 1 채널 추정 단계 → 제 2 경로탐색 단계 → 제 2 채널 추정 단계 → 제 2 경로탐색 단계 → 제 2 채널 추정 단계 → ... 와 같이 하는 것으로, 경로탐색 및 채널 추정이 재귀적, 즉 보환적으로 작용을 더하여 경로탐색과 채널추정의 정확도를 더욱 향상시킬 수 있다.

이상과 같이, 파이롯트 심볼에 의한 경로탐색 및 채널 추정을 하여 정보 심볼의 가 데이터 판정을 하고, 그 후 가 데이터 판정된 정보 심볼과 파이롯트 심볼을 사용하여 경로탐색을 다시 하는 것으로 경로탐색의 정확도를 더욱 향상시킬 수 있다.

그리고, 정확도가 향상된 경로탐색의 결과를 사용하여 다시 역확산처리, 가 데이터 판정된 정보 심볼과 파이롯트 심볼을 사용해서 채널 추정 처리 및 레이크 합성을 행하고, 레이크 합성된 신호를 동기검파에 의해 복조하기 때문에 그 데이터 판정 정확도의 정확도를 향상시킬 수 있다. 또한, 정확도가 향상된 데이터 판정의 결과를 귀환하여 다시 경로탐색을 반복함으로써 경로탐색의 정확도를 더욱 향상시키고, 결과적으로 데이터 판정 결과가 더욱 향상하게 된다. 이와 같이 경로탐색, 역확산, 채널 추정의 일련의 처리를 재귀적으로 반복함으로써 양자의 정확도를 상승적으로 향상시키는 것이 가능하다.

도 3는 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 1 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 경로탐색부의 제 1 실시예는, 본 발명으로 되는 경로탐색 방법의 제 1 실시예를 채용하고, 후술하는 경로탐색부의 제 2~제 7 실시예는 각각 본 발명으로 되는 경로탐색 방법의 제 2~제 7 실시예를 채용한다. 도 3 중에서도 1과 동일한 부분은 동일 부호를 붙인다.

도 3에 있어서, 수신 패킷 신호는, 메모리(도시하지 않음)에 축적된 후 단차(101)을 통해 레이크 핑거 회로(110-1~110-3, 경로탐색부 A(120) 및 경로탐색부 B(130)에 공급된다. 또한, 본 실시예에서는 일례로 3 핑거 경우의 회로 구성을 나타내었지만 일반적으로는 자연수 개의 레이크 핑거 회로를 구비한다.

경로탐색부 A(120)는, 송신기(121)에 있어서 공급되는 수신 패킷 신호의 파이롯트 심볼에 확산신호 복제 생성부(122)에서 생성된 확산부호를 송신하고, 역확산처리를 한다. 역확산처리된 파이롯트 심볼은 지연 프로파일 생성부(123)에서 동작가능 되어 지연 프로파일 이 역확산된다.

경로선택부(124)는, 지연프로파일 생성부(123)로부터 지연 프로파일 이 공급되고, 레이크 합성하는 경로를 선택한다. 경로선택부(124)는 선택한 경로의 정보를 스위치(118)을 통해 지연처리제어부(117)에 공급한다. 스위치(118)은 도 2의 단계 S2~S4의 처리를 할 때 단차 (b)측에 접속되고, 도 2의 단계 S5~S9의 처리를 할 때 단차 (a)측에 접속된다.

지연처리제어부(117)는 경로선택부(124)에서 선택된 경로의 타이밍에 따라, 레이크 핑거 회로(110-1~110-3)에서 행하는 역확산처리의 타이밍을 제어한다. 구체적으로는, 지연처리부(112-1~112-3)는 공급된 수신 패킷 신호를 지연처리제어부(117)의 지시에 따라 지연시키고, 송신기(114-1~114-3)에 있어서, 공급된 수신 패킷 신호에 확산신호 복제 생성부(116)에서 생성된 확산 부호를 송신하여 역확산처리를 한다.

역확산처리된 신호는 레이크 합성부(140)에서 레이크 합성된다. 동기검파부(141)에는 레이크 합성된 신호가 공급되고, 그 신호를 복조하여 정보 심볼의 가 데이터 판정을 한다. 이후, 가 판정된 정보 심볼은 제변조부(142)에 공급되어 제변조 되고, 그 공역복소값이 경로탐색부 B(130)의 지연 프로파일 생성부(133) 귀환된다.

경로탐색부 B(130)는, 수신 패킷 신호의 파이롯트 심볼 및 정보 심볼의 역확산처리를 행한다. 파이롯트 심볼 및 정보 심볼은 경로탐색부 A(120)의 경우와 같이, 송신기(131)에 있어서 확산신호 복제 생성부(132)에서 생성한 확산 부호 가 송신되어 역확산처리가 행해진다.

역확산된 심볼 가운데 파이롯트 심볼은, 미리 알려진 위상인 것을 이용해서 변조 성분이 제거된다. 한편, 확산된 심볼 가운데, 정보 심볼은 제변조부(142)로부터 귀환하는 공역복소값 이 송신되고 변한 성분이 제거된다. 지연 프로파일 생성부(133)는 역확산된 심볼로부터 변조부분이 제거된 값을 동작 가능하고 지연프로파일 이 생성한다.

경로선택부(134)는 지연 프로파일부(133)으로부터 지연 프로파일 이 공급되고 레이크 합성하는 경로를 선택한다. 경로선택부(134)는 선택한 경로 정보를 스위치(118)을 통해 지연처리제어부(117)에 공급한다.

지연처리제어부(117)는 경로선택부(134)에서 선택한 경로의 타이밍에 따라, 레이크 펌퍼 회로(110-1~110-3)에서 행하는 역확산처리의 타이밍을 제어한다. 구체적으로는, 지연처리부(112-1~112-3)는 공급된 수신 패킷 신호를 지연처리제어부(117)의 지시에 따라 지연시키고, 승산기(114-1~114-3)에 있어서, 공급된 수신 패킷 신호에 확산신호 복제 생성부(116)에서 생성한 확산 부호를 승산하여 역확산처리를 행한다.

역확산처리된 신호는, 레이크 합성부(140)에서 레이크 합성된다. 동기검파부(141)는 레이크 합성된 신호가 공급되고, 그 신호를 변조하여 정보 심볼의 가 데이터 판정을 한다. 동기검파부(141)로부터의 검파출력은 단자(102)에 의해 출력된다.

이상의 가 데이터 판정 결과를 사용한 경로탐색부 B(130)에 있어서 일련의 처리는 제귀적으로 n회(n: 자연수) 반복된다. 이와 같이, 경로탐색, 역확산, 채널 추정, 일련의 처리를 제귀적으로 반복함으로써, 경로탐색의 정확도 및 데이터 판정 결과의 정확도를 상승적으로 향상시키는 것이 가능하다.

또한, 도 3에 있어서, 확산신호 복제 생성부(122)(132)와, 지연 프로파일 생성부(123)(133)과, 경로선택부(124)(134)가 따로따로 구성되어 있지만 공유하는 구성으로 하는 것도 가능하다.

도 4는 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 2 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 도 4 중에서도 3과 동일한 부분에 대해서는 동일 부호를 붙이고, 그 설명은 생략한다. 도 4에 있어서, 오류정정복호기 및 오류정정부호기(143)는 도 1에 나타난 오류정정부호부(143-1) 및 오류정정부호화부(143-2)에 대응한다.

도 4의 구성은, 특히 정보 심볼에 오류정정부호가 포함되어 있는 경우, 가 데이터 판정을 하여 얻어진 정보 심볼의 오류정정부호를 행하고, 다시 오류정정부호화 및 재변조를 하여 경로탐색부에 귀환하는 것을 특징으로 하고 있다. 동기검파부(141)에 의해 정보 심볼의 가 데이터 판정을 한 후, 가 데이터 판정된 정보 심볼은 오류정정복호기 및 오류정정부호기(143)에 공급되고, 오류정정 복호가 행해진다. 오류정정복호가 행해진 정보 심볼은 다시 오류정정부호화 후 재변조부(142)에 공급된다.

재변조부(142)는 공급된 정보 심볼을 재변조하고, 그 공역복소값을 경로탐색부 B(130)의 지연 프로파일 생성부(133)에 귀환한다. 그 외의 처리는 상기 경로탐색부의 제 1 실시예와 동일하여, 그 설명은 생략한다.

이상과 같이, 오류정정복호기 및 오류정정부호기(143)을 구비하는 것에 의해 정보 심볼에 오류정정부호가 포함되어 있는 경우에, 그 오류정정부호를 경로탐색의 정확도 및 데이터 판정 결과의 정확도의 향상에 효과적으로 이용하는 것이 가능하다.

다음으로, 다중반송과 전송방식을 채용하는 경우의 경로탐색부에 대해 도 5~도 7과 함께 설명한다.

도 5는 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 3 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 도 5 중에서도 4와 동일한 부분에 대해서는 동일 부호를 붙이고, 그 설명은 생략한다.

즉, 도 5의 구성은 m 개의 부반송파를 갖는 다중 반송과 CDMA 방식에 있어서 경로탐색에 적합하다. 이 다중 반송과 CDMA 방식에서는 각 부반송파 마다 CDMA에 의해 복수의 이동국의 신호가 다중화 되어있고 부반송파 마다 경로탐색을 할 필요가 있다.

도 5에 있어서, 수신 패킷 신호는 메모리(도시되지 않음)에 축적된 후, 단자(101)를 통해 다중 반송과 복조기(210)에 공급된다. 다중 반송과 복조기(210)는 공급된 수신 패킷 신호를 각 부반송파의 성분으로부터 분리하고, 각 부반송파의 성분 마다 회로(200-1~200-m)에 공급된다. 또한, 다중 반송과 복조기(210)는 이산 푸리에 변환기(Discrete Fourier Transform: DFT), 고속 푸리에 변환(Fast Fourier Transform: FFT) 및 필터등에 의해 실현이 가능하다.

회로(200-1)에 포함되는 레이크 펌퍼 회로(110-1~110-3), 경로탐색부 A(120) 및 경로탐색부 B(130)는 다중반송과 복조기(210)으로부터 소정의 부반송파의 신호가 공급된다. 이 실시예에서는 3 펌퍼 경우의 회로 구성을 나타내었지만 일반적으로 자연수 개의 레이크 펌퍼 회로를 구비한다.

경로탐색부 A(120)는, 승산기(121)에 있어서 공급된 신호의 파이롯트 심볼에 확산신호 복제 생성부(122)에서 생성한 확산 부호를 승산하고, 역확산처리를 행한다. 역확산처리된 파이롯트 심볼은 지연 프로파일 생성부(123)에 공급된다. 회로(200-2~200-m)로부터도 마찬가지로 확산처리된 파이롯트 심볼이, 지연 프로파일 생성부(123)에 공급된다.

지연 프로파일 생성부(123)는, 각 회로(200-1~200-m)에 있어서, 역확산처리된 파이롯트 심볼을 부반송과 마다 동상산 하고, 각 부반송과 마다 동상가산 한 결과를 전력가산 하는 것에 의해 지연 프로파일을 생성한다. 경로선택부(124)는 지연프로파일 생성부(123)으로부터 지연 프로파일이 공급되고, 레이크 합성하는 패스를 선택한다. 경로선택부(124)는 선택한 경로의 정보를 스위치(118)를 통해 복제기(214)에 공급한다.

복제기(214)는 공급된 경로의 정보를 복제하고, 회로(200-1~200-m)에 포함되는 지연처리제어부(117)에 각각 공급한다. 즉, 스위치(118)는 도 2의 단계 S2~S4의 처리를 할 때 단자 (b)측에 접속되고, 도 2의 단계 S5~S9의 처리를 할 때 단자 (a)측에 접속된다.

지연처리제어부(117)는 경로선택부(124)에서 선택된 경로의 타이밍에 따라, 레이크 펌퍼 회로(110-1~110-3)에서 행하는 역확산처리의 타이밍을 제어한다. 구체적으로는, 지연처리부(112-1~112-3)는 공급된 신호를 지연처리제어부(117)의 지시에 따라 지연시키고, 승산기(114-1~114-3)에 있어서, 공급된 신호에 확산신호 복제 생성부(116)에서 생성한 확산 부호를 승산하여 역확산처리를 한다. 역확산처리된 신호는 레이크 합성부(140)에서 레이크 합성된다.

회로(200-1~200-m)에 포함되는 레이크 합성부(140)에서 레이크 합성된 신호는 병렬변환기(212)에 공급되고, 하나의 채널로 변환된 후, 동기검파부(141)에 공급된다. 동기검파부(141)는 레이크 합성된 신호가 공급되고, 그 신호를 복조해서 정보 심볼의 가 데이터 판정을 한다.

동기검파부(141)에 의해 정보 심볼의 가 데이터 판정을 한 후, 가 데이터 판정된 정보 심볼은 오류정정복호기 및 오류정정부호기(143)에 공급되고 오류정정 복호가 행해진다. 그리고, 오류정정복호가 행해진 정보 심볼은 다시 정정부호화 된 후, 재변조부(142)에 공급된다. 그리고, 재변조부(142)는 공급된 정보 심볼을 재변조하고, 그 공역복소값을 경

로탐색부 B(130)의 지연 프로파일 생성부(133)에 귀환한다.

또한, 정보 심볼에 오류정정부호화가 포함되어 있지 않는 경우, 경로탐색부의 제 1 실시예와 같이, 가 데이터 판정된 정보 심볼을 재변조하고, 그 공역복소값을 경로탐색부 B(130)의 지연 프로파일 생성부(133)에 귀환시켜도 좋다.

경로탐색부 B(130)는, 각 부반송파 마다 공급된 신호의 파일럿 심볼 및 정보 심볼의 역확산처리를 행한다. 파일럿 심볼 및 정보 심볼은 경로탐색부 A(120)와, 회로(200: 1~200-m)에 각각 포함되는 승산기(131)에 있어서 공급된 파일럿 심볼 및 정보 심볼에 확산신호 복제 생성부(132)에서 생성한 확산 부호를 승산하여 역확산처리를 한다. 역확산된 심볼 가운데 파일럿 심볼은, 미리 알려진 위상인 것을 이용해서 변조 성분이 제거된다. 한편, 역확산된 심볼 가운데 정보 심볼은 제변조부(142)로부터 귀환되는 공역복소값이 승산되고 변환 성분이 제거된다. 지연 프로파일 생성부(133)는 각 부반송파 마다 역확산 된 심볼로부터 변조 부분이 제거된 값을 등산가산 하고, 그 후, 각 부반송파 마다 등산가산 한 결과를 전력가산 하는 것에 의해 지연 프로파일을 생성한다.

경로선택부(134)는 지연 프로파일부(130)로부터 지연프로파일이 공급되고, 레이크 합성하는 경로를 선택한다. 경로선택부(134)는 선택한 경로 정보를 스위치(118)을 통해 복제기(214)에 공급한다. 복제기(214)는 공급된 경로의 정보를 복제하고, 회로(200: 1~200-m)에 포함되는 지연처리제어부(117)에 공급한다.

지연처리제어부(117)는 경로선택부(134)에서 선택한 경로의 타이밍에 따라서, 레이크 핑거 회로(110: 1~110-3)에서 행하는 역확산처리의 타이밍을 제어한다. 구체적으로는, 지연처리부(112: 1~112-3)는 공급된 신호를 지연처리제어부(117)의 지시에 따라 지연시키고, 승산기(114: 1~114-3)에 있어서, 공급된 신호에 확산신호 복제 생성부(116)에서 생성한 확산 부호를 승산하여 역확산처리를 행한다. 역확산처리된 신호는 레이크 합성부(140)에서 레이크 합성된다.

회로(200: 1~200-m)에 포함된 레이크 합성부(140)에서 레이크 합성된 신호는 병적렬변환기(212)에 공급되고, 하나의 계열로 변환한 후 동기검파기(141)에 공급된다. 동기검파부(141)는 레이크 합성된 신호가 공급되고, 그 신호를 변조하여 정보 심볼의 가 데이터 판정을 한다.

이상의 가 데이터 판정 결과를 사용된 경로탐색부 B(130)에 있어서 일련의 처리는 재귀적으로 n 회(n : 자연수) 반복된다. 이와 같이, 경로탐색, 역확산, 채널 추정의 일련의 처리를 재귀적으로 반복함으로써, 다중반송파와 CDMA 방식에 있어서 경로탐색의 정확도와 데이터 판정 결과의 정확도를 상승적으로 향상시키는 것이 가능하다.

도 6은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 4 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 도 6 중에서 도 5와 동일한 부분에 대해서는 동일 부호를 붙이고, 그 설명은 생략한다. 도 6의 구성은 경로탐색부 B(130)이 각 부반송파 마다 파일럿 심볼 및 정보 심볼의 역확산처리를 하고, 지연 프로파일의 생성 및 경로 선택을 하는 것에 특징을 갖는다.

경로선택부(124)는, 선택된 경로의 정보를 복제기(214)에 공급한다. 복제기(214)는 공급된 경로의 정보를 복제하고 회로(200: 1~200-m)에 포함되는 스위치(118) 각각에 공급한다. 또한, 스위치(118)은 도 2의 단계 S2~S4의 처리를 할 때 단자 (b)측에 접속되고, 도 2의 단계 S5~S9의 처리를 할 때 단자 (a)측에 접속된다. 본 실시예에서는, 경로탐색부의 제 4 실시예와 같은 처리를 하고, 제변조부(142)에 다시 오류정정부호화 된 정보 심볼이 공급된다. 제변조부(142)는 공급된 정보 심볼을 제변조하고, 그 공역복소값을 직병렬변환기(216)에 공급한다. 직병렬 변환기(216)는 공급된 공역복소값을 복수의 계열로 변환한 후 그 변환 공역복소값을 회로(200: 1~200-m)에 포함되는 지연 프로파일 생성부(133)에 각각 귀환한다.

경로탐색부 B(130)는, 각 부반송파 마다 공급되는 신호의 파일럿 심볼 및 정보 심볼의 역확산처리를 한다. 파일럿 심볼 및 정보 심볼은 경로탐색부 A(120)의 경우와 같이, 회로(200: 1~200-m)에 각각 포함되는 승산기(131)에 있어서, 공급된 파일럿 심볼 및 정보 심볼에 확산신호 복제 생성부(132)에서 생성한 확산 부호를 승산하여 역확산처리를 한다.

역확산 된 심볼 가운데 파일럿 심볼은, 미리 알려진 위상인 것을 이용해서 변조 성분이 제거된다. 한편, 확산된 심볼 가운데 정보 심볼은 제변조부(142)로부터 귀환되는 공역복소값이 승산되고 변환 성분이 제거된다. 지연 프로파일 생성부(133)는 각 부반송파 마다 역확산 된 심볼로부터 변조 부분이 제거된 값을 등산가산 하고 지연 프로파일을 생성한다.

회로(200: 1~200-m)에 각각 포함된 경로선택부(134)는 지연 프로파일 생성부(133)에서 지연된 프로파일이 공급되고, 레이크 합성하는 경로를 선택한다. 경로선택부(134)는 선택한 경로의 정보를 스위치(118)을 통해서 지연처리제어부(117)에 공급한다.

따라서, 각 부반송파 마다의 경로의 정보는 개별로 지연처리제어부(117)에 공급되도록 하기 위해 레이크 핑거 회로(110: 1~110-3)에서 행하는 역확산처리의 타이밍을 각 부반송파 마다 제어할 수 있다.

이상의 가 데이터 판정 결과를 사용된 경로탐색부 B(130)에 있어서 일련의 처리는 재귀적으로 n 회(n : 자연수) 반복된다. 이와 같이, 경로탐색, 역확산, 채널 추정의 일련의 처리를 재귀적으로 반복함으로써, 다중반송파와 CDMA 방식에 있어서 경로탐색의 정확도와 데이터 판정 결과의 정확도를 상승적으로 향상시키는 것이 가능하다.

도 7은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 5 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 도 7 중에서 도 6와 동일한 부분에 대해서는 동일 부호를 붙이고, 그 설명은 생략한다. 도 7의 구성은 경로탐색부 A(120) 및 경로탐색부 B(130)가 각 부반송파 마다 파일럿 심볼 및 정보 심볼의 역확산처리를 하는 것에 특징을 갖는다.

역확산 된 파일럿 심볼이 공급되면, 회로(200: 1~200-m) 마다 각각 포함된 지연 프로파일 생성부(123)는 역확산 처리된 파일럿 심볼을 부반송파 마다 등산가산 하고 지연 프로파일을 생성한다. 회로(200: 1~200-m)에 각각 포함된 경로선택부(124)는 지연 프로파일 생성부(123)로부터 지연프로파일이 공급되고, 레이크 합성하는 경로를 선택한다. 경로선택부(124)는 선택한 경로의 정보를 스위치(118)을 통해서 지연처리제어부(117)에 공급한다.

따라서, 각 부반송파 마다의 경로의 정보는 개별로 지연처리제어부(117)에 공급되도록 하기 위해 레이크 핑거 회로(110-1~110-3)에서 행하는 역확산처리의 타이밍을 각 부반송파 마다 제어할 수 있다.

이상의 가 데이터 판정 결과를 사용한 경로탐색부 B(130)에 있어서 일련의 처리는 제키적으로 n 회(n : 자연수) 반복된다. 이와 같이, 경로탐색, 역확산, 채널 추정 및 일련의 처리를 제키적으로 반복함으로써, 다중반송파와 CDMA 방식에 있어서 경로탐색의 정확도 및 데이터 판정 결과의 정확도를 상승적으로 향상시키는 것이 가능하다.

도 8은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 6 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 또한, 도 8에서는 경로탐색부 A(120) 및 경로탐색부 B(130), 레이크 핑거 및 레이크 합성부(220)의 구성을 간략화하여 나타내고 있지만, 예를 들면 도 4의 구성에 의해 실현가능하다. 레이크 핑거 및 레이크 합성부(220)는 레이크 핑거 회로(110-1~110-3) 및 레이크 합성부(140)에 해당한다. 도 8중에서 도 3과 동일한 부분에 대해서는 동일 부호를 붙이고, 그 설명을 생략한다.

채널추정부(142)는 공급되는 정보 심볼을 채널추조하고, 그 공역복소값을 판정위한 심볼 선택부(222)에 공급한다. 판정위한 심볼 선택부(222)는 공급되는 Nd 개(Nd : 자연수)의 심볼 가운데, k 개($k \leq Nd$, k : 자연수)를 선택하고, 그 복소공역값을 경로탐색부 B(130)에 귀환한다.

이와 같이, 판정위한 심볼 선택부(222)는 Nd 개의 채널추조된 정보 심볼 가운데 임의의 연속하는 k 개를 선택하여 귀환해도 좋다. 이산적으로 임의의 k 개를 선택하여 귀환해도 좋다. 전체($k = Nd$)를 선택하여 귀환해도 좋다.

또, k 개의 심볼을 선택하는 경우, 그 심볼에 대한 수신 심볼의 신뢰도에 따라 신뢰도가 높은 것으로부터 선택하여 귀환하여도 좋다. 그 신뢰도에 따른 가중치 부여를 하여 귀환하여도 좋다. 또한, 수신신호의 신뢰도에는, 예를 들면 그 수신 심볼의 수신전력을 사용하는 것이 가능하다.

수신 심볼의 수신전력을 구하기 위한 일실시예로서는, 복조하여 얻어지는 가 데이터 판정 결과의 공역복소값을 레이크 합성된 신호 심볼에 승산한 값을 구하고, 그 값을 제곱한 것을 사용할 수 있다.

또, 수신 심볼의 신뢰도를 구하기 위한 일실시예로서는, 그 수신 심볼의 회상신호전력 대 간섭 플러스 잡음전력비를 사용하여도 좋다. 이 이외의 실시예를 실현하기 위한 구성으로는 도 9에 나타난 구성이 있다. 도 9는 회상신호전력 대 간섭 플러스 잡음전력비를 구하기 위한 구성을 나타내는 블록도이다.

회상신호전력은 가 데이터 판정부(230)에 의한 가 데이터 판정 결과의 공역복소값을 레이크 합성된 수신 심볼에 승산한 값을 구하고, 그 값을 제곱기(232)에서 제곱을 한 값에 의해 근사 가능하다. 또, 간섭 플러스 잡음 전력은 레이크 합성된 파이롯트 심볼을 제곱기(234)에서 제곱하고, 그 제곱한 값을 평균화기(236)에서 평균화한 평균치와 가 레이크 핑거 회로에 있어서 채널추정부(237)의 제곱치의 합계를 제곱기(240)에서 제곱한 값과의 차에 의해 근사 가능하다.

도 10은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 7 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 또한, 도 10 중에서는 도 8과 동일한 부분에 대해서는 동일 부호를 붙이고, 그 설명을 생략한다.

도 10의 구성은, 동기검파부(141)과 채널추정부(142)와 사이에 오류정정부호기(143)를 구비한 것을 특징으로 한다. 즉, 도 10의 구성은 정보 심볼에 오류정정부호가 포함되어 있는 경우, 가 데이터 판정된 정보 심볼의 오류정정부호를 하고, 다시 오류정정부호화 및 채널추조를 하여 귀환한다. 또한, 도 10의 각부의 구성은 간략화하여 나타내고 있지만 예를 들면 도 4의 구성에 의해 실현할 수 있다. 수신 심볼의 신뢰도로는 앞에서 나타난 정보 심볼의 수신전력비와 회상신호전력 대 간섭 플러스 잡음전력비를 사용하여도 무방하며, 오류정정부호를 할 때에 사용된 수신신호의 우수성(likelihood)에 기초한 것이어도 좋다. 예를 들면, 오류정정부호로 컨버루션(Convolution) 부호가 사용되는 경우에는 비터비 부호의 판정에서 계산하는 가지(Branch) 매트릭스(Matrix)의 값을 수신신호의 신뢰도로 사용할 수 있다.

상기의 언급과 같이, 본 실시예에 의하면 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼의 경로탐색을 하여 각 경로 심볼의 타이밍을 검출하고, 그 타이밍에 따라 복조된 신호에 기초하는 정보 심볼 및 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 심볼의 타이밍을 제곱을 함으로써 경로탐색의 정확도를 향상시키는 것이 가능하다.

또, 정확도가 향상된 경로탐색의 결과를 사용하여 다시 부조를 한 것에 의해 데이터 판정 결과의 정확도를 향상할 수 있다. 한편, 정확도가 향상된 데이터 판정 결과를 귀환하여 다시 경로탐색을 반복함으로써 경로탐색의 정확도가 더욱 향상되고 결과적으로 판정 결과가 향상될 수 있다.

도 11은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 1 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 채널추정부의 제 1 실시예는 본 발명으로 되는 채널 추정 방법의 제 1 실시예를 채용하고, 후술하는 채널추정부의 제 2~제 11 실시예는 각각 본 발명으로 되는 채널 추정 방법의 제 2~제 11 실시예를 채용한다.

도 11의 구성은 패킷 무선 접속망상에 의해 기지국과 이동국에서 통신을 하는 경우, 수신된 패킷 신호가 받은 채널변동을 추정하고, 그 채널변동을 보상하여 전송하는 것이다.

도 11 중에서 수신 패킷 신호는 스위치(210)를 통해서 지연부(212) 또는 채널변동추정부(214)에 공급된다. 채널변동추정부(214)는 도 1에 나타난 채널추정부 A(20-1~20-3) 및 채널추정부 B(30-1~30-3)에 대응한다. 스위치(210)는 수신 패킷 신호의 파이롯트 심볼 $rp(i)$ 과 정보 심볼 $rd(i)$ 로 분별하듯이 단자 (a)측 또는 단자 (b)측에 걸쳐 접속된다. 또한, 파이롯트 심볼 $rp(i)$ 의 i 는 자연수이고 파이롯트 심볼의 심볼 수 NP 까지 변화한다. 또, 정보 심볼 $rd(i)$ 의 i 는 자연수이고 정보 심볼의 심볼 수 Nd 까지 변화한다.

채널변동추정부(214)는 공급된 파이롯트 심볼 $rp(i)$ 를 사용하여 채널 추정을 하고, 그 채널추정치의 공역복소값 $\xi(d(i))$ 를 채널변동보상부(216)에 공급한다. 또한, 공역복소값 $\xi(d(i))$ 의 i 는 자연수이어서 파이롯트 심볼의 심볼 수 NP 까지 변화한다. 한편, 지연부(212)는 공급된 정보 심볼 $rd(i)$ 를 지연시키고, 그 정보 심볼 $rd(i)$ 를 채널변동보상부(216)에 공급한다.

채널변동보상부(216)는 공급된 정보 심볼 $rd(i)$ 의 대응하는 위치에 공역복소값 $\xi(d(i))$ 를 승산하여 채널변동을 보상하고, 그 보상된 정보 심볼 $r'(d(i))$ 을 동기검파부(218)에 공급한다. 동기검파부(218)는 도 1에 나타난 동기검파부(141)에 대응한다. 동기검파부(218)는 공급된 정보 심볼 $r'(d(i))$ 의 절대동기검파를 하고 데이터 판정 결과를 출력한다.

도 12는 파이롯트 심볼이 삽입된 패킷의 구조를 나타내는 도이다. 도 12 중에서 하나의 패킷내에는 시간적으로 다중된 파이롯트 심볼이 삽입되어 있다. 파이롯트 심볼의 삽입은 임의의 위치에서 행할 수 있고, 시간적으로 연속하도록 배치하여도 무방하며 이산적으로 배치하여도 좋다. 또, 파이롯트 심볼의 삽입은 임의의 수만 행하는 것이 가능하다.

도 12의 패킷을 수신한 경우, 도 11의 구성에서는 스위치(210)를 절제하는 것에 의해 수신 패킷 신호를 파이롯트 심볼 $rp(i)$ 와 정보 심볼 $rd(i)$ 로 시간적으로 분별한다. 채널변동추정부(214)는 파이롯트 심볼 $rp(i)$ 를 이용하여 그 채널변동량을 추정한다. 채널변동보상부(216)는 그 채널변동량에 따라 채널변동을 보상한다. 따라서, 채널변동보상부(216)는 채널변동보상부(216)에 보상된 정보 심볼 $r'(d(i))$ 의 절대동기검파를 하고 데이터 판정 결과를 출력할 수 있다.

도 13은 파이롯트 심볼이 삽입된 패킷의 다른 구조를 나타내는 도이다. 도 13 중에서 하나의 패킷내에는 부호에 의해 다중된 파이롯트 심볼이 삽입되어 있다. 파이롯트 심볼의 삽입은 시간적으로 연속하도록 배치하여도 무방하며 이산적으로 배치하여도 좋다. 또, 파이롯트 심볼의 삽입은 임의의 수만 행하는 것이 가능하다.

도 13의 패킷을 수신한 경우, 도 11의 구성에서는 부호에 의해 다중된 파이롯트 심볼은 확산처리하는 것에 의해 파이롯트 심볼 $rp(i)$ 와 정보 심볼 $rd(i)$ 로 분별한다. 채널변동추정부(214)는 파이롯트 심볼 $rp(i)$ 를 이용하여 그 채널변동량을 추정한다. 채널변동보상부(216)는 그 채널변동량에 따라 채널변동을 보상한다. 따라서, 동기검파부(218)는 채널변동보상부(216)에 보상된 정보 심볼 $r'(d(i))$ 의 절대동기검파를 하고 데이터 판정 결과를 출력할 수 있다.

도 14는 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 2 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 14의 구성은 패킷 무선 접속방식에 의해 기지국과 이동국에서 통신을 하는 경우, 수신한 패킷이 많은 채널변동을 추정하고, 그 채널변동을 보상하여 검파하는 것이다. 또한, 수신하는 패킷은 동일 송신기로부터 송신된 k 개(k : 자연수)의 패킷 내에 시간적 또는 부호에 다중된 파이롯트 심볼이 삽입된 경우이다.

도 14 중에서 수신 패킷 신호는 스위치(210)를 통해 지연부(212) 또는 채널변동추정부(220)에 공급된다. 채널변동추정부(220)는 도 1에 나타난 채널추정부 A(20-1~20-3) 및 채널추정부 B(30-1~30-3)에 대응한다. 이때, 스위치(210)는 수신 패킷 신호의 파이롯트 심볼 $rp(i)$, $rp,1(i)$, $rp,k-1(i)$ 와 정보 심볼 $rd(i)$ 로 분별하도록 단자(a)측 또는 단자(b1~bn)측에 절제 접속한다. 또한, 파이롯트 심볼 $rp(i)$, $rp,1(i)$, $rp,k-1(i)$ 의 i 는 자연수이고, 파이롯트 심볼의 심볼 수 NP까지 변화한다. 또한, 정보 심볼 $rd(i)$ 의 i 는 자연수이고 정보 심볼의 심볼 수 Nd까지 변화한다.

채널변동추정부(220)는, 공급된 파이롯트 심볼 $rp(i)$, $rp,1(i)$, $rp,k-1(i)$ 를 사용하여 채널 추정을 하고, 그 채널추정의 공역복소값 $\xi(d(i))$ 를 채널변동보상부(216)에 공급한다. 또한, 공역복소값 $\xi(d(i))$ 의 i 는 자연수이고, 파이롯트 심볼의 심볼 수 Nd까지 변화한다. 한편, 지연부(212)는 공급된 정보 심볼 $rd(i)$ 를 지연시키고, 그 정보 심볼 $rd(i)$ 를 채널변동보상부(216)에 공급한다.

채널변동보상부(216)는 공급된 정보 심볼 $rd(i)$ 의 대응하는 위치에 공역복소값 $\xi(d(i))$ 를 승산하여 채널변동을 보상하고, 그 보상된 정보 심볼 $r'(d(i))$ 을 동기검파부(218)에 공급한다. 동기검파부(218)는 공급된 정보 심볼 $r'(d(i))$ 의 절대동기검파를 하고 데이터 판정 결과를 출력한다.

도 15 및 도 16은 본 실시예에 있어서, 파이롯트 심볼이 삽입된 패킷의 다른 구조를 나타내는 도이다. 도 15 및 도 16 중에서 동일한 송신기로부터 송신된 k 개(k : 자연수)의 패킷 내에는 시간적 또는 부호에 다중된 파이롯트 심볼이 삽입되어 있다. 이 경우, 각 패킷에 포함된 파이롯트 심볼을 추출하고, 그 추출한 파이롯트 심볼을 조합함으로써 채널 추정이 행해진다.

도 15는, 도 12의 패킷과 같이 파이롯트 심볼이 시간적으로 다중되어 있는 경우의 구조를 나타낸다. 또한, 도 16은 도 13의 패킷과 같이 파이롯트 심볼이 부호에 의해 다중되어 있는 경우의 구조를 나타낸다.

도 15의 패킷을 수신한 경우, 도 14의 구성에서는 스위치(210)를 절제하는 것에 의해 파이롯트 심볼 $rp(i)$, $rp,1(i)$, $rp,k-1(i)$ 와 정보 심볼 $rd(i)$ 로 시간적으로 분별한다. 채널변동추정부(220)는 파이롯트 심볼 $rp(i)$, $rp,1(i)$, $rp,k-1(i)$ 를 사용하여 채널변동량을 추정한다. 채널변동보상부(216)는 그 채널변동량에 따라 채널변동을 보상한다. 따라서, 동기검파부(218)는 채널변동보상부(216)에 보상된 정보 심볼 $r'(d(i))$ 의 절대동기검파를 하고 데이터 판정 결과를 출력한다.

또, 도 16의 패킷을 수신한 경우, 부호에 의해 다중된 파이롯트 심볼은 역확산처리를 하는 것에 의해 파이롯트 심볼 $rp(i)$, $rp,1(i)$, $rp,k-1(i)$ 와 정보 심볼 $rd(i)$ 로 분별한다. 채널변동추정부(220)는 파이롯트 심볼 $rp(i)$, $rp,1(i)$, $rp,k-1(i)$ 를 사용하여 채널변동량을 추정한다. 채널변동보상부(216)는 그 채널변동량에 따라 채널변동을 보상한다. 따라서, 동기검파부(218)는 채널변동보상부(216)에 보상된 정보 심볼 $r'(d(i))$ 의 절대동기검파를 하고 데이터 판정 결과를 출력할 수 있다.

도 17은 본 발명의 실시의 한 형태에 관한 채널추정 방법의 제 3 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 17의 구성은 패킷 무선 접속방식에 의해 기지국과 이동국에서 통신을 하는 경우, 수신한 패킷이 많은 채널변동을 추정하고, 공통제이 채널 내에 부여한 파이롯트 심볼을 이용하여 추정하고, 그 채널변동을 보상하고 검파하는 것이다. 이동통신 시스템에서는 기지국으로부터 이동국에 각종 제어신호를 통지하는 공통제이 채널이 일반적으로 구비되어 있다. 그래서, 공통제이 채널내에 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 다중화한 패킷을 기지국으로부터 이동국에 송신한다.

도 17 중에서 기지국으로부터 이동국에 송신된 수신 패킷 신호는 이동국에 있어서 공통제이 채널 내에 다중화 되어 파이롯트 심볼 $cp(i)$ 와 정보 심볼 $rd(i)$ 로 분별되어 채널변동보상부(216) 또는 채널변동추정부(220)에 공급된다. 채널변동추정부(220)는 도 1에 나타난 채널추정부 A(20-1~20-3) 및 채널추정부 B(30-1~30-3)에 대응한다. 또한, 파이롯트 심볼 $cp(i)$ 의 i 는 자연수이고, 파이롯트 심볼 수 Np,C까지 변화한다. 또한, 정보 심볼 $rd(i)$ 의 i 는 자연수이고, 정보 심볼의 심볼 수 Nd까지 변화한다.

채널변동추정부(222)는, 공급된 파이롯트 심볼 $cp(i)$ 를 사용하여 채널 추정을 하고, 그 채널추정치의 공역복소값 $\xi(d(i))$ 를 채널변동보상부(216)에 공급한다. 또한, 공역복소값 $\xi(d(i))$ 의 i 는 자연수이고, 파이롯트 심볼의 심볼 수 N 까지 변화한다.

채널변동보상부(216)는 공급된 정보 심볼 $rd(i)$ 의 대응하는 위치에 공역복소값 $\xi(d(i))$ 를 승산하여 채널변동을 보상하고, 그 보상된 정보 심볼 $r'(d(i))$ 를 동기검파부(218)에 공급한다. 동기검파부(218)는 공급된 정보 심볼 $r'(d(i))$ 의 절대 동기검파를 하고 데이터 판정 결과를 출력한다.

도 18 및 도 19는 본 실시예에 있어서 파이롯트 심볼이 삽입된 패킷의 다른 구조를 나타내는 도이다. 도 18 및 도 19 중에서 기지국으로부터 이동국에 송신되는 패킷의 공통제이 채널 내에는 시간적 또는 부호에 의해 다중화된 파이롯트 심볼이 삽입되어 있다. 이 경우, 각 패킷의 공통제이 채널 내에 포함되는 파이롯트 심볼을 추출하고, 그 추출한 파이롯트 심볼을 이용해서 채널 추정이 행해진다.

도 18은 도 12의 패킷과 같이 파이롯트 심볼이 공통제이 채널 내에 시간적으로 다중화 되어 있는 경우의 구조를 나타낸다. 또한, 도 19는 도 13의 패킷과 같이 파이롯트 심볼이 공통제이 채널 내에 부호에 의해 다중화 되어 있는 경우의 구조를 나타낸다.

도 18의 패킷을 수신한 경우, 도 17의 구성에서는 공통제이 채널내에 시간적으로 다중화 되어 있는 파이롯트 심볼 $cp(i)$ 와 정보 심볼 $rd(i)$ 로 시간적으로 분별한다. 채널변동추정부(222)는 파이롯트 심볼 $rp(i)$ 를 사용하여 채널변동량을 추정한다. 채널변동보상부(216)는 그 채널변동량에 따라 채널변동을 보상한다. 따라서, 동기검파부(218)는 채널변동이 보상된 정보 심볼 $r'(d(i))$ 의 절대동기검파를 하고 데이터 판정 결과를 출력할 수 있다.

또한, 도 19의 패킷을 수신한 경우, 부호에 의해 다중화되어 있는 파이롯트 심볼은 역확산처리를 하는 것에 의해 파이롯트 심볼 $cp(i)$ 와 정보 심볼 $rd(i)$ 로 분별한다. 채널변동추정부(222)는 파이롯트 심볼 $cp(i)$ 를 사용하여 채널변동량을 추정한다. 채널변동보상부(216)는 그 채널변동량에 따라 채널변동을 보상한다. 따라서, 동기검파부(218)는 채널변동이 보상된 정보 심볼 $r'(d(i))$ 의 절대동기검파를 하고 데이터 판정 결과를 출력할 수 있다.

도 20은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 4 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 20의 구성은 패킷 무선 접속방식에 의해 기지국과 이동국에서 통신을 하는 경우, 수신한 패킷이 받은 채널변동을 공통제이 채널내에 부여한 파이롯트 심볼 및 수신 패킷의 파이롯트 심볼을 이용하여 추정하고, 그 채널변동을 보상하고 검파하는 것이다.

도 20 중에서 수신 패킷 신호 및 공통제이 채널을 포함하는 수신신호는 스위치(210)를 통해 지연부(212) 또는 채널변동추정부(224)에 공급된다. 채널변동추정부(224)는 도 1에 나타난 채널추정부 A(20-1~20-3) 및 채널추정부 B(30-1~30-3)에 대응한다. 이때, 스위치(210)는 수신 패킷 신호의 파이롯트 심볼 $rp(i)$, 정보 심볼 $rd(i)$ 및 공통제이 채널내에 다중화된 파이롯트 심볼 $cp(i)$ 로 분별하도록 단위(a)측 또는 단위(b1~bn)측에 절제 접속된다.

채널변동추정부(224)는, 공급된 파이롯트 심볼 $rp(i)$ 및 $cp(i)$ 를 사용하여 채널 추정을 하고, 그 채널추정치의 공역복소값 $\xi(d(i))$ 를 채널변동보상부(216)에 공급한다. 또한, 공역복소값 $\xi(d(i))$ 의 i 는 자연수이고, 파이롯트 심볼의 심볼 수 N 까지 변화한다. 한편, 지연부(212)는 공급된 정보 심볼 $rd(i)$ 를 지연시키고, 그 정보 심볼 $rd(i)$ 를 채널변동보상부(216)에 공급한다.

채널변동보상부(216)는 공급된 정보 심볼 $rd(i)$ 의 대응하는 위치에 공역복소값 $\xi(d(i))$ 를 승산하여 채널변동을 보상하고, 그 보상된 정보 심볼 $r'(d(i))$ 를 동기검파부(218)에 공급한다. 동기검파부(218)는 공급된 정보 심볼 $r'(d(i))$ 의 절대 동기검파를 하고 데이터 판정 결과를 출력한다.

도 21은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 5 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 21의 구성은 패킷 무선 접속방식에 의해 기지국과 이동국에서 통신을 하는 경우, 수신한 패킷이 받은 채널변동을 공통제이 채널내에 부여한 파이롯트 심볼 및 수신 패킷의 파이롯트 심볼을 이용하여 추정하고, 그 채널변동을 보상하고 검파하는 것이다. 또한, 수신하는 패킷은 동일 송신기로부터 송신된 k 개(k : 자연수)의 패킷 내에 시간적 또는 부호에 의해 다중된 파이롯트 심볼이 삽입되어 있는 것으로 한다.

도 21 중에서 수신 패킷 신호 및 공통제이 채널을 포함하는 수신신호는 스위치(210)를 통해 지연부(212) 또는 채널변동추정부(226)에 공급된다. 채널변동추정부(226)는 도 1에 나타난 채널추정부 A(20-1~20-3) 및 채널추정부 B(30-1~30-3)에 대응한다. 이때, 스위치(210)는 수신 패킷 신호의 파이롯트 심볼 $rp(i)$, $rp,1(i)$, $rp,k-1(i)$, 정보 심볼 $rd(i)$ 및 공통제이 채널내에 다중화된 파이롯트 심볼 $cp(i)$ 로 분별하도록 단위(a)측 또는 단위(b1~bn)측에 절제 접속된다.

채널변동추정부(226)는, 공급된 파이롯트 심볼 $rp(i)$, $rp,1(i)$, $rp,k-1(i)$ 및 $cp(i)$ 를 사용하여 채널 추정을 하고, 그 채널추정치의 공역복소값 $\xi(d(i))$ 를 채널변동보상부(216)에 공급한다. 또한, 공역복소값 $\xi(d(i))$ 의 i 는 자연수이고, 파이롯트 심볼의 심볼 수 N 까지 변화한다. 한편, 지연부(212)는 공급된 정보 심볼 $rd(i)$ 를 지연시키고, 그 정보 심볼 $rd(i)$ 를 채널변동보상부(216)에 공급한다.

채널변동보상부(216)는 공급된 정보 심볼 $rd(i)$ 의 대응하는 위치에 공역복소값 $\xi(d(i))$ 를 승산하여 채널변동을 보상하고, 그 보상된 정보 심볼 $r'(d(i))$ 를 동기검파부(218)에 공급한다. 동기검파부(218)는 공급된 정보 심볼 $r'(d(i))$ 의 절대 동기검파를 하고 데이터 판정 결과를 출력한다.

도 22는 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 6 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 22의 구성은 패킷 무선 접속방식에 의해 기지국과 이동국에서 통신을 하는 경우, 수신한 패킷이 받은 채널변동을 추정하고, 그 채널변동을 보상하고 검파하는 처리를 귀환루프에 의해 반복하는 것이다.

도 22 중에서 수신 패킷 신호는 파이롯트 심볼 $rp(i)$ 와 정보 심볼 $rd(i)$ 로 구분되고, 지연부(230)(238)에 정보 심볼 $rd(i)$, 채널변동추정부 A(232) 및 지연부(240)에 파이롯트 심볼 $rp(i)$ 가 각각 공급된다. 채널변동추정부 A(232) 및 채널변동추정부 B(246)는 각각 도 1에 나타난 채널추정부 A(20-1~20-3) 및 채널추정부 B(30-1~30-3)에 대응한다.

채널변동추정부 A(232)는, 공급된 파이롯트 심볼 $rp(i)$ 를 사용하여 채널 추정을 하고, 그 채널추정치의 공역복소값 $\xi A, d(i)$ 를 채널변동보상부(234)에 공급한다. 또한, 공역복소값 $\xi A, d(i)$ 의 i 는 자연수이고, 파이롯트 심볼의 심볼 수 N_d 까지 변화한다. 한편, 파이롯트 심볼을 사용한 채널 추정 방법은 상기에서 언급한 채널추정부의 각 실시예와 동일한 방법을 채용할 수 있다.

한편, 지연부(230)는 공급된 정보 심볼 $rd(i)$ 를 지연시키고, 그 정보 심볼 $rd(i)$ 를 채널변동보상부(234)에 공급한다. 채널변동보상부(234)는 공급된 정보 심볼 $rd(i)$ 의 대응하는 위치에 공역복소값 $\xi A, d(i)$ 를 승산하여 채널변동을 보상하고, 그 보상된 정보 심볼 $r' d(i)$ 를 동기검파부(236)에 공급한다. 동기검파부(236)는 공급된 정보 심볼 $r' d(i)$ 의 절대동기검파를 하고 데이터 판정 결과를 출력한다.

동기검파부(236)는 가 데이터 판정된 정보 심볼을 변조기(244)에 공급한다. 변조기(244)는 공급된 정보 심볼을 다시 변조하고, 그 계열의 복소공역값 $Xd(i)$ 를 송신기(242)에 공급한다. 한편, 공급된 정보 심볼 $rd(i)$ 를 지연시키고, 그 정보 심볼 $rd(i)$ 를 송신기(242)에 공급한다.

송신기(242)는 공급된 정보 심볼 $rd(i)$ 의 대응하는 위치에 그 계열의 공역복소값 $Xd(i)$ 를 승산함으로써 변조 성분을 제거한 정보 심볼 계열 $yd(i)$ 를 채널변동추정부 B(246)에 공급한다. 또, 지연부(240)는 공급된 파이롯트 심볼 $rp(i)$ 를 지연시키고, 그 정보 심볼 $rp(i)$ 를 채널변동추정부 B(246)에 공급한다.

채널변동추정부 B(246)는 공급된 파이롯트 심볼 $rp(i)$ 및 변조 성분을 제거한 정보 심볼 계열 $yd(i)$ 를 사용하여 다시 채널 추정을 한다. 여기서 얻어지는 채널추정치의 공역복소값 $\xi B, d(i)$ 는 다시 채널변동보상부(234)에 공급된다.

채널변동보상부(234)는 공급된 정보 심볼 $rd(i)$ 의 대응하는 위치에 공역복소값 $\xi B, d(i)$ 를 승산하여 채널변동을 보상하고, 그 보상된 정보 심볼 $r' d(i)$ 를 동기검파부(236)에 공급한다. 동기검파부(236)는 공급된 정보 심볼 $r' d(i)$ 의 절대동기검파를 하고 데이터 판정 결과를 출력한다.

데이터 판정된 정보 심볼은 검출출력으로써 그대로 출력해도 무방하며, 다시 변조기(244) 및 송신기(242)를 통해서 채널변동추정부 B(246)에 귀환하고, 이러한 처리를 n 회(n : 자연수) 반복하여도 좋다.

도 23은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 7 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 도 23 중에서도 22와 동일한 부분에 대해서는 동일 부호를 붙이고, 그 설명을 생략한다.

도 23의 구성은, 변조기(244)와 송신기(242)의 사이에 가중치 부여 생성부(248)를 구비한 것을 특징으로 하고 있다. 송신기(244)는 공급된 정보 심볼을 다시 변조하고, 그 계열의 공역복소값 $Xd(i)$ 를 가중치 부여 생성부(248)에 공급한다. 가중치 부여 생성부(248)는 공급된 공역복소값 $Xd(i)$ 에 대해 가중치 부여를 한다.

예를 들면, 가중치 부여 생성부(248)는 그 정보 심볼이 수신된 상황에 따라 가중치 부여 값 $Wd(i)$ 를 출력한다. 출력된 가중치 부여 값 $Wd(i)$ 의 일례로는 채널 변동 보상된 수신 심볼 계열 $Zd(i)$ 의 값을 제공하고, 그 결과 얻어지는 수신 심볼의 수신 신호 전력의 값에 비례하는 값을 사용할 수 있다.

또한, 각 수신 심볼마다의 회방신호전력 대 간섭전력비에 비례하는 값을 가중치 부여 값 $Wd(i)$ 로 이용할 수 있다. 회방신호전력 대 간섭전력비를 구하기 위해서는, 예를 들면 회방신호전력으로써 정보 심볼의 수신전력을 사용하고, 채널변동 보상된 수신 심볼 $Zd(i)$ 와 그 채널추정치의 수신 공역복소값 $\xi A, d(i)$ 의 제곱값과의 차의 제곱값을 구하고, N_d 심볼에 걸치는 평균치를 간섭신호로 사용하면 좋다.

한편, 가중치 부여 제어부(248)를 제어하는 것에 의해 계열의 공역복소값 $Xd(i)$ 를 어느 정도 귀환시킬지를 제어할 수 있다. 예를 들면, 가중치 부여를 0° 으로 한 정보 심볼은 귀환되지 않게 된다. 또한, 그 외의 처리는 도 22와 동일하고, 그 설명은 생략한다.

도 24는 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 8 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 도 24 중에서도 22와 동일한 부분에 대해서는 동일 부호를 붙이고, 그 설명을 생략한다.

도 24의 구성은, 동기검파부(236)와 변조기(244)의 사이에 오류정정부호기 및 오류정정부호기(250)를 구비한 것을 특징으로 하고 있다. 오류정정부호기 및 오류정정부호기(250)는 도 1에 나타난 오류정정부호부(143-1) 및 오류정정부호부(143-2)에 대응한다. 동기검파부(236)는 공급되는 공급된 정보 심볼 $r' d(i)$ 의 절대동기검파를 하고 정보 심볼의 가 데이터 판정을 한다.

동기검파부(236)는 가 데이터 판정된 정보 심볼을 오류정정부호기 및 오류정정부호기(250)에 공급한다. 오류정정부호기 및 오류정정부호기(250)는 공급되는 정보 심볼이 오류정정부호화되어 있는 경우, 오류정정부호 처리를 하고, 다시 오류정정부호화가 이루어진다. 변조기(244)는 오류정정부호화가 이루어진 정보 심볼을 다시 변조하고, 그 계열의 공역복소값 $Xd(i)$ 를 송신기(242)에 공급한다. 변조기(244)는 도 1에 나타난 변조부(143)에 대응한다. 또한, 그 외의 처리의 설명은 생략한다.

도 25는 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 9 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 도 25 중에서도 23 및 도 24와 동일한 부분에 대해서는 동일 부호를 붙이고, 그 설명을 생략한다.

도 25의 구성은, 동기검파부(236)와 변조기(244)의 사이에 오류정정부호기 및 오류정정부호기(250)를 구비하고, 변조기(244)와 송신기(242)의 사이에 가중치 부여 생성부(248)를 구비한 것을 특징으로 하고 있다. 가중치 부여 생성부(248)는 도 23을 참조하여 설명한 가중치 부여를 사용하여도 좋다. 오류정정부호기의 복호지에 얻어지는 수신 심볼의 신뢰도를 사용하여도 좋다. 신뢰도로서는, 예를 들면 컨비루션 부호이면 비터비 복호시의 가지 매트릭스의 값을 사용할 수 있다. 또한, 가중치 부여 생성부(248) 및 오류정정부호기 및 오류정정부호기(250)을 도 22의 구성으로 사용하는 경우의 동작에 대해서는 도 23 및 도 24와 함께 상기에서 언급하고 있어, 그 설명을 생략한다.

또한, 상기 언급한 것과 같이, 도 23 ~ 도 25에 있어서 채널변동추정부 B(246)에의 정보 심볼의 귀환 경로와 도 8 ~ 도 10에 있어서 경로탈락부 B(130)에의 정보 귀환 심볼의 경로는 도 1에 나타난 판정귀환처리부(60)와 같은 구성을 사용하여 공용가능하다.

다음으로, 다중경로 반송파 전송방식을 채용하는 경우의 채널추정부에 대해 도 26 ~ 도 29와 함께 설명한다.

도 26은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 10 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 도 26의 구성은, 특히 복수의 부반송파에 의해 정보를 전송하는 다중반송파 전송방식을 이용하여 기지국과 이동국에서 통신을 하는 경우에 채널추정부의 제 8 실시예를 적용한 것이다.

다중반송파 전송방식에 있어서 동기검파를 하기 위해서는, 각 부반송파 마다 채널 추정을 할 필요가 있다. 그래서, 수신 패킷 신호는 직렬변환기(260)에 공급되고, 각 부반송파의 성분으로 분리되어 직렬변환된다. 따라서, 직렬변환기(260)는 공급된 수신 패킷 신호를 각 부반송파 마다의 계열로 나누어 부반송파의 채널추정부 및 동기검파부(262-1 ~ 262-n)에 공급한다.

각 부반송파의 계열은, 예를 들면 도 27에 나타난 구성에 의해 채널 추정을 하는 것이 가능하다. 도 27은 각 부반송파 계열마다 채널 추정을 하는 채널추정부의 일 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 도 27 중에서 도 22와 동일한 부분에 대해서는 동일 부호를 붙이고, 그 설명은 생략한다.

우선, 채널변동추정부 A(232)는 파이롯트 심볼을 사용하여 채널추정을 한다. 파이롯트 심볼을 사용한 채널 추정 방법은 상기에서 언급한 채널추정부의 제 1 ~ 제 5 실시예의 어느 실시예에서 채용하는 방법이어도 좋다. 다음으로, 채널변동보상부(234)는 구해진 채널추정치의 공역복소값 $\xi_{k,d}(f)$ 를 대응하는 정보 심볼 $rk_d(f)$ 에 승산하여 채널변동 보상을 하고, 동기검파부(236)에서 절대동기검파를 하여 정보 심볼이 가 태워 판정된다. 가 태워 판정된 정보 심볼은 도 26에 병치열변환기(264)에 공급된다.

병치열변환기(264)는 공급된 복수의 부반송파의 계열을 병치열변환 하여 하나의 계열로 변환하고 하고, 그 하나의 계열을 오류정정복호기 및 오류정정부호기(266)에 공급한다. 오류정정복호기 및 오류정정부호기(266)는 공급된 하나의 계열에 오류정정복호를 하여 변조기(268)에 출력한다.

변조기(268)는 공급된 하나의 계열을 다시 오류정정부호화 하고 변조를 하여 직렬변환기(270)에 공급한다. 직렬변환기(270)는 공급된 하나의 계열의 공역복소값 $xk_d(f)$ 을 직렬변환하고, 각 부반송파 마다의 계열로 나누어 부반송파의 채널추정부 및 동기검파부(262-1 ~ 262-n)에 귀환한다.

부반송파의 채널추정부 및 동기검파부(262-1 ~ 262-n)의 승산기(242)는 귀환된 공역복소값 $xk_d(f)$ 을 대응하는 수신 심볼에 승산하는 것에 의해 변조심볼을 제거한 $yk_d(f)$ 를 생성한다.

채널변동추정부 B(246)는 변조심볼을 제거한 $yk_d(f)$ 및 파이롯트 심볼을 공급되고, 다시 채널 추정을 한다. 채널변동추정부 B(246)는 구한 채널추정치의 공역복소값 $\xi_{B,k,d}(f)$ 를 채널변동보상부(234)에 공급한다. 채널변동보상부(234)는 채널추정치의 공역복소값 $\xi_{B,k,d}(f)$ 를 정보 심볼 $rk_d(f)$ 에 승산하여 채널변동 보상을 하고, 동기검파부(236)에서 절대동기검파를 함으로써 데이터 판정결과가 얻어진다.

이와 같이 데이터 판정된 정보 심볼은 그대로 출력하여도 무방하고, 채널변동추정부 B(246)에 귀환하고, 채널 추정을 계속하여 검사의 처리를 $n(N-1)$: 자연수 반복하여도 좋다.

도 28은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 11 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 도 28 중에서도 도 26과 동일한 부분에 대해서는 동일 부호를 붙이고, 그 설명은 생략한다. 도 28의 구성은, 특히 복수의 부반송파에 의해 정보를 전송하는 다중반송파 전송방식을 이용하여 기지국과 이동국에서 통신을 하는 경우에 채널추정부의 제 9 실시예를 채용하는 채널 추정 방법을 적용한 것이다.

다중반송파 전송방식에 있어서 동기검파를 하기 위해서는, 각 부반송파 마다 채널 추정을 할 필요가 있다. 여기서, 수신 패킷 신호는 직렬변환기(260)에 공급되고, 각 부반송파의 성분으로 분리되어 직렬변환된다. 따라서, 직렬변환기(260)는 공급된 수신 패킷을 각 부반송파 마다의 계열로 나누어 부반송파의 채널추정부 및 동기검파부(262-1 ~ 262-n)에 공급한다.

각 부반송파의 계열은, 예를 들면 도 29에 나타난 구성에 의해 채널 추정을 하는 것이 가능하다. 도 29는 각 부반송파 계열마다 채널 추정을 하는 채널추정부의 일 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 도 29 중에서 도 27과 동일한 부분에 대해서는 동일 부호를 붙이고, 그 설명은 생략한다.

우선, 파이롯트 심볼을 사용하여 채널추정을 한다. 파이롯트 심볼을 사용한 채널추정 방법은 상기에서 언급한 채널추정부의 제 1 ~ 제 5 실시예의 어느 실시예에서 채용하는 방법이어도 좋다. 다음으로, 구해진 채널추정치의 공역복소값 $\xi_{A,k,d}(f)$ 를 대응하는 정보 심볼 $rk_d(f)$ 에 승산하여 채널변동 보상을 하고, 절대동기검파를 하여 정보 심볼이 가 태워 판정된다. 가 태워 판정된 정보 심볼은 도 29의 병치열변환기(264)에 공급된다.

병치열변환기(264)는 공급된 복수의 부반송파의 계열을 병치열변환 하여 하나의 계열로 변환하고, 그 하나의 계열을 오류정정복호기 및 오류정정부호기(266)에 공급한다. 오류정정복호기 및 오류정정부호기(266)는 공급된 하나의 계열에 오류정정복호를 하여 변조기(268)에 출력한다.

변조기(268)는 공급된 하나의 계열을 다시 오류정정부호화 하고 변조를 하여 가중치 부여 생성부(272)에 공급한다. 가중치 부여 생성부(272)는 채널추정부의 제 7 및 제 9 실시예에서 채용하는 가중치 부여 처리를 하는 구성이어도 좋다. 가중치 부여 생성부(272)는 가중치 부여가 이루어진 하나의 계열의 공역복소값 $xk_d(f)$ 을 직렬변환기(270)에 공급한다. 직렬변환기(270)는 공급된 하나의 계열의 공역복소값 $wk_d(f)xk_d(f)$ 을 직렬변환해서 각 부반송파 마다의 계열로 나누어 부반송파의 채널추정부 및 동기검파부(262-1 ~ 262-n)에 귀환한다.

부반송파의 채널추정부 및 동기검파부(262-1 ~ 262-n)의 승산기(242)는 귀환된 공역복소값 $wk_d(f)xk_d(f)$ 을 대응하는 수신 심볼에 승산하는 것에 의해 변조심볼을 제거한 $yk_d(f)$ 를 생성한다.

채널변동추정부 B(246)는 변조심볼을 제거한 $yk_d(f)$ 및 파이롯트 심볼을 공급되고, 다시 채널 추정을 한다. 채널변동추정부 B(246)는 구한 채널추정치의 공역복소값 $\xi_{B,k,d}(f)$ 를 채널변동보상부(234)에 공급한다. 채널변동보상부(234)는 채널추정치의 공역복소값 $\xi_{B,k,d}(f)$ 를 정보 심볼 $rk_d(f)$ 에 승산하여 채널변동을 채널변동 보상을 하고, 동기검파부(236)에 절대동기검파를 함으로써 데이터 판정결과가 얻어진다.

이와 같이 데이터 관련된 정보 심볼은 그대로 출력하여도 무방하고, 다시 채널변동추정부 B(246)에 귀환하고, 채널 추정 및 절대동기검파의 일련의 처리를 n 회(n : 자연수) 반복하여도 좋다.

상기에 언급한 것과 같이, 채널추정부의 각 실시예에 의하면, 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 채널 추정에 이용하는 것에 의해, 전송신호의 연속성에 관계없이 고정확도의 채널 추정이 가능하게 된다. 또한, 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼은 송신 패킷에 시간다중 또는 부호다중 하여 송신하는 것이 가능하다. 한편, 상기와 같은 채널 추정 방법을 통신장치에 이용함으로써 전송신호의 연속성에 관계없이 고정확도의 채널 추정이 가능한 통신장치를 실현할 수 있다.

상기 통신장치의 제 1 실시예에서는, 경로탐색부의 어느 실시예와 채널추정부의 어느 실시예의 임의의 조합을 사용 하여도, 경로탐색부의 어느 실시예와 채널추정부의 어느 실시예 가운데 한쪽만을 사용하여도 무방한 것은 말할 필요도 없다.

그런데, 도 11 ~ 도 21과 함께 설명한 파이롯트 심볼의 이용은 채널 추정에 한정되는 것이 아니고 경로탐색에도 적용이 가능한 것은 말할 필요도 없다. 즉, 도 12, 도 13, 도 15, 도 16, 도 18 및 도 19와 함께 파이롯트 심볼의 다중방법을 설명하였지만, 이런 다중방법으로 수신신호에 다중되어 있는 파이롯트 심볼은 도 3 ~ 도 10과 함께 설명한 경로탐색에도 이용할 수 있다. 따라서, 도 11, 도 14, 도 17, 도 20 및 도 21과 함께 설명한 채널변동추정부(214)(220)(222)(224)(226)에 입력되는 파이롯트 심볼은 채널 추정뿐만 아니라 경로탐색에도 이용할 수 있다.

다음으로, 본 발명으로 되는 통신장치의 제 2 실시예를 설명한다. 통신장치의 제 2 실시예에서는 도 11 ~ 도 21과 함께 설명한 파이롯트 심볼의 이용방법의 어느 것을 경로탐색에 채용하든지, 혹은 채널추정부 및 경로탐색부에 양쪽에 채용하는 것이다.

통신장치의 제 2 실시예에 의해서도 상기 통신장치의 제 1 실시예와 동일한 효과를 얻을 수 있다.

또한, 본 발명은 상기 실시예에 한정되는 것이 아니고 본 발명의 범위내에 여러 가지 개량 및 변경이 가능한 것은 두 말할 필요가 없다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

삭제

청구항 2.

삭제

청구항 3.

삭제

청구항 4.

삭제

청구항 5.

삭제

청구항 6.

다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 신호에 포함되는 각 경로 성분의 타이밍을 검출하고, 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로의 채널변동을 추정하는 채널추정 방법에 있어서,

상기 다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 신호에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 사용해서 각 경로성분의 타이밍을 검출하는 제 1 경로탐색 단계와,

상기 제 1 경로탐색 단계 후에, 상기 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용해서 채널변동을 추정하는 제 1 채널추정 단계와,

상기 제 1 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍, 및 제 1 채널추정 단계에 따라 복조된 신호에 기초하는 정보 심볼 및 상기의 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로성분의 타이밍을 검출하는 제 2 경로탐색 단계와,

상기 제 2 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라, 상기 제 1 채널추정 단계에서 복조된 신호에 기초하는 정보 심볼 및 상기의 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용하여 채널변동을 추정하는 제 2 채널추정 단계를 포함하는 채널추정 방법.

청구항 7.

삭제

청구항 8.

삭제

청구항 9.

제 6항에 있어서,

상기 제 1 및 제 2 채널추정 단계는, 상기 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼과, 동일 송신원으로부터 송신된 다른 패킷에 포함되는 파이롯트 심볼을 조합해서 채널추정을 행하는 채널추정 방법.

청구항 10.

삭제

청구항 11.

삭제

청구항 12.

삭제

청구항 13.

삭제

청구항 14.

삭제

청구항 15.

제 6항에 있어서,

상기 제 2 채널추정 단계는, 제 1 채널추정의 결과에 따라 채널변동을 보상하고, 그 보상 후의 정보 심볼로부터 가 데이터 관정정보 심볼을 생성하는 가 데이터 관정정보 심볼생성 단계와,
상기 가 데이터 관정정보 심볼을 이용하여 빈조성분을 제거한 정보 심볼을 생성하고, 상기 파이롯트 심볼 및 정보 심볼을 이용하여 제 2의 채널추정을 행하는 제 2 채널추정 단계를 포함하는 채널추정 방법.

청구항 16.

제 15항에 있어서,

상기 가 데이터 관정정보 심볼 생성 단계는, 상기 가 데이터 관정정보 심볼에 신뢰도에 따른 가중치 부여를 행하는 가 중치 부여 처리를 포함하는 채널추정 방법.

청구항 17.

제 15항에 있어서,

상기 가 데이터 관정정보 심볼 생성 단계는, 상기 가 데이터 관정정보 심볼에 오류정정복호화 하고, 다시 오류정정부호화하는 오류정정처리를 포함하는 채널추정 방법.

청구항 18.

제 17항에 있어서,

상기 가 데이터 관정정보 심볼 생성 단계는, 상기 오류정정부호화 후의 가 데이터 관정정보 심볼에 신뢰도에 따른 가 중치 부여를 행하는 가중치 부여 처리를 포함하는 채널추정 방법.

청구항 19.

삭제

청구항 20.

다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 신호에 포함되는 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 경로탐색을 행하는 통신장치에 있어서,

상기 다중경로의 전파경로를 거쳐 수신되는 신호에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 제 1 경로탐색부와,
상기 제 1 경로탐색부에서 검출된 타이밍에 따라 복조된 신호에 기초하는 정보 심볼 및 상기 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 제 2 경로탐색부를 구비한 통신장치.

청구항 21.

제 20항에 있어서,

상기 제 1 경로탐색부의 제 1 경로탐색 후에 채널변동을 추정하는 제 1 채널추정부와,
상기 제 2 경로탐색부에서 검출된 타이밍에 따라, 상기 제 1 채널추정부에서 복조된 신호에 기초하는 정보 및 상기의 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용하여 채널변동을 추정하는 제 2 채널 추정부를 갖는 통신장치.

청구항 22.

제 21항에 있어서,

상기 제 1 채널추정부는, 수신 패킷에 포함되는 미리 알려진 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득부와,
상기 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 제1채널 추정을 행하는 추정부를 갖는 통신장치.

청구항 23.

제 21항에 있어서,

상기 제 2 채널 추정부는, 제 1 채널 추정부의 추정결과에 따라 채널변동을 보상하고, 그 보상후의 정보 심볼로부터 가 데이터 관정정보 심볼을 생성하는 가 데이터 관정정보 심볼 생성부와,
상기 가 데이터 관정정보 심볼을 이용하여 빈조성분을 제거한 정보 심볼을 생성하고, 상기 파이롯트 심볼 및 정보 심볼을 이용하여 제 2의 채널 추정을 행하는 추정부를 갖는 통신장치.

청구항 24.

제 22항에 있어서,

상기 파이롯트 심볼 취득부는, 상기 수신 신호에 포함된 복수의 부반송파를 취득하는 부반송파 취득부와,
상기 복수의 부반송파와 마다 포함된 복수의 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득부를 가지고,
상기 제 1 및 제 2 채널추정부는, 상기 복수의 파이롯트를 이용해서 부반송파 마다 채널추정을 행하는 통신장치.

청구항 25.

삭제

청구항 26.

삭제

청구항 27.

삭제

청구항 28.

삭제

청구항 29.

삭제

청구항 30.

삭제

청구항 31.

제21항에 있어서,

상기 제 2 채널 추정부는, 상기 제 2 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라 상기 제 1 채널 추정단계를 거쳐서 복조된 신호에 기초하는 정보 심볼 및 파이롯트 심볼을 이용하여 채널변동을 추정하는 채널추정을 행하는 제 2 채널추정 단계를 행하고, 다음으로 상기 제 2 채널추정 단계후에 복조된 정보 심볼 및 파이롯트 심볼을 이용하여 상기 제 2 경로탐색단계를 행하고, 그 제 2 경로탐색단계에서 검출된 타이밍에 따라 귀환되는 정보심볼 및 파이롯트 심볼을 이용하여 상기 제 2 채널추정 단계를 행하는 처리를 반복하여 경로탐색 및 채널추정을 재귀적으로 행하는 통신장치.

청구항 32.

삭제

청구항 33.

삭제

청구항 34.

삭제

청구항 35.

삭제

청구항 36.

다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 신호가 포함된 이미 알려진 위상의 파이롯트 심볼 및 정보 심볼을 이용하여 경로탐색 및 채널추정의 적어도 일방을 행하는 경로탐색 · 채널추정 수단과,

상기 정보 심볼을 귀환하는 귀환수단을 더 구비하고,

상기 경로탐색 · 채널추정 수단은, 채널추정 후에 복조된 정보 심볼 및 파이롯트 심볼을 이용하여 경로탐색을 행하고, 그 경로탐색에서 검출된 타이밍에 따라 상기 귀환수단을 통해 귀환되는 정보 심볼 및 파이롯트 심볼을 이용하여 채널추정을 행하는 처리를 반복하여 경로탐색 및 채널추정을 재귀적으로 행하는 통신장치.

청구항 37.

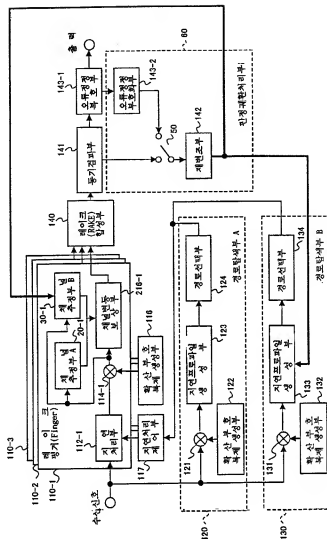
제6항에 있어서,

상기 제 1 채널추정 단계는, 수신 패킷에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득 단계와,

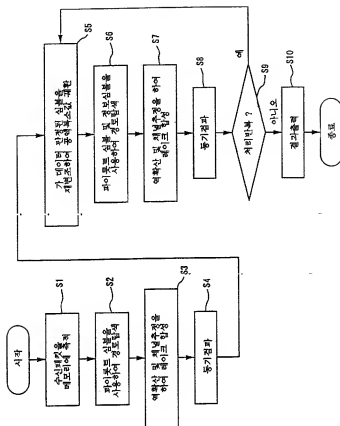
상기 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 제 1 채널추정을 행하는 단계를 포함하는 채널추정 방법.

도면

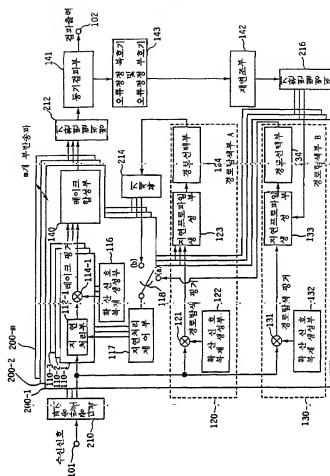
도면1



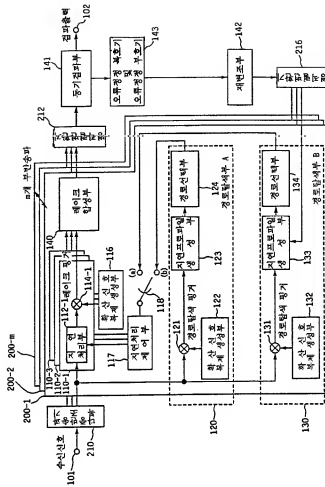
도면2



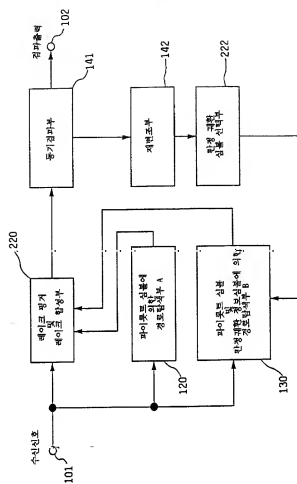
도면 6



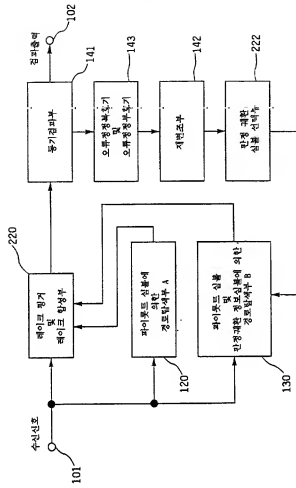
도면7



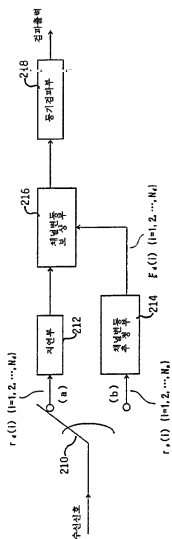
도면 8



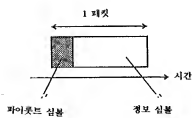
도면10



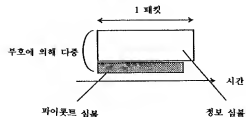
도면11



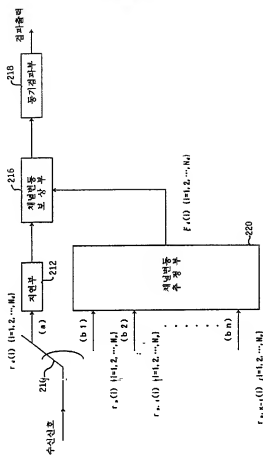
도면12



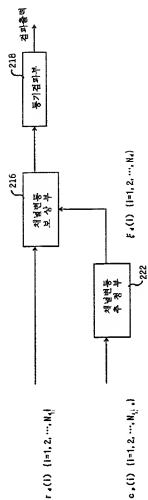
도면13



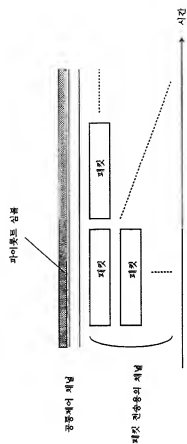
도면14



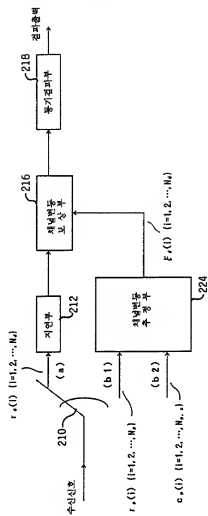
도면17



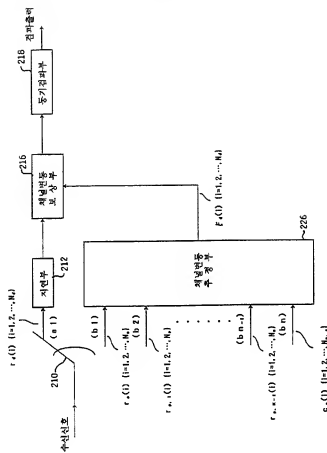
도면19



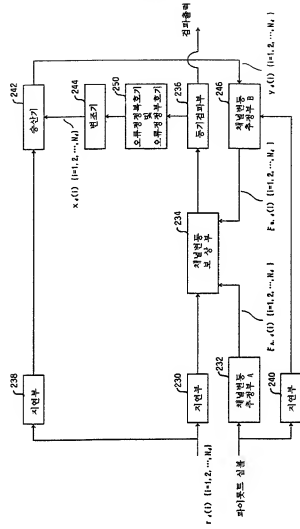
도면20



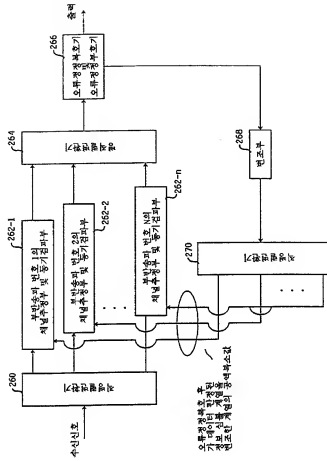
도면21



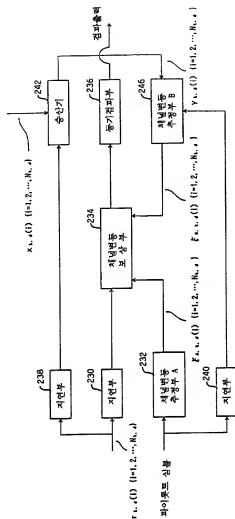
도면24



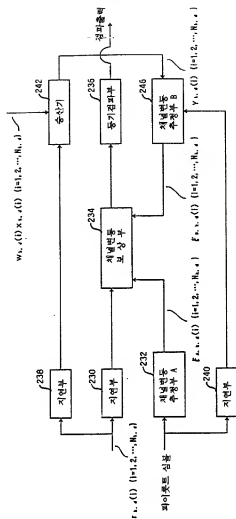
도면26



도면27



도면 29





US 2004/0071193A1

(19) **United States**(12) **Patent Application Publication** (10) Pub. No.: **US 2004/0071193 A1**
Atarashi et al. (43) Pub. Date: **Apr. 15, 2004**(54) **PATH SEARCH METHOD, CHANNEL ESTIMATION METHOD AND COMMUNICATION DEVICE****Publication Classification**(51) Int. Cl.⁷ **H04B 1/707**
(52) U.S. Cl. **375/144; 375/148**(76) Inventors: **Hiroyuki Atarashi, Yokohama-shi (JP);**
Sadayuki Abeta, Yokosuka-shi (JP);
Mamoru Sawahashi, Yokohama-shi (JP)(57) **ABSTRACT**

Correspondence Address:

OBLON, SPIVAK, MCCLELLAND, MAIER & NEUSTADT, P.C.
1940 DUKE STREET
ALEXANDRIA, VA 22314 (US)(21) Appl. No.: **09/926,089**(22) PCT Filed: **Dec. 27, 2000**(86) PCT No.: **PCT/JP00/09313**(30) **Foreign Application Priority Data**Dec. 28, 1999 (JP) **11-375797**Dec. 28, 1999 (JP) **11-375798**

A communication device includes at least one of path search means for detecting respective timings of path components included a signal received via a multipath propagation path using pilot symbols of a known phase included in said received signal and channel estimation means for estimating channel variation using the pilot symbols. The path search means includes a first path search part for detecting respective timings of path components using pilot symbols and a second path search part for detecting respective timings of path components using information symbols derived from a signal demodulated according to the timings detected in the first path search part and pilot symbols. The channel estimation means includes a pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols included in the received signal and a channel estimation part for implementing channel estimation using the acquired pilot symbols.

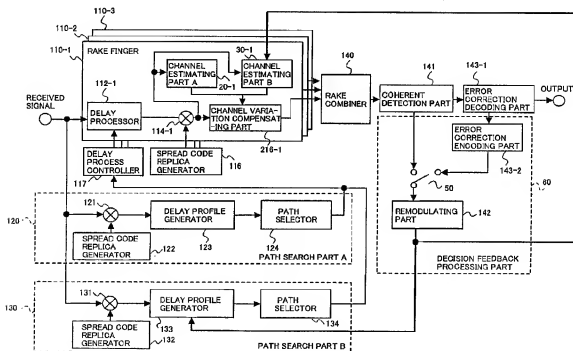


FIG. 1

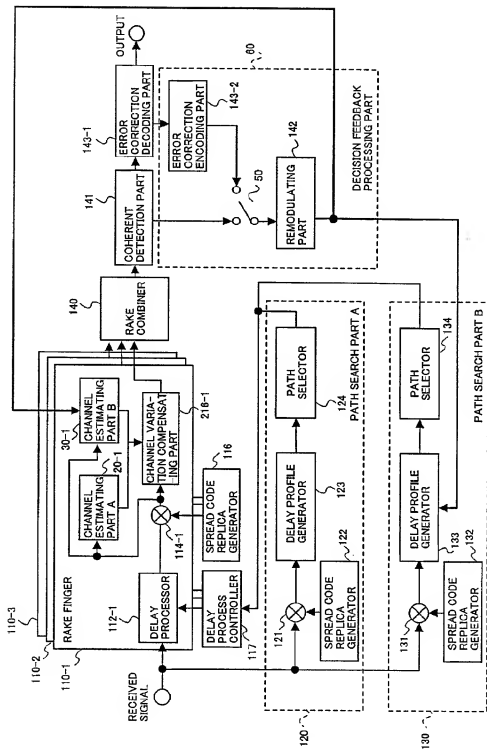


FIG.2

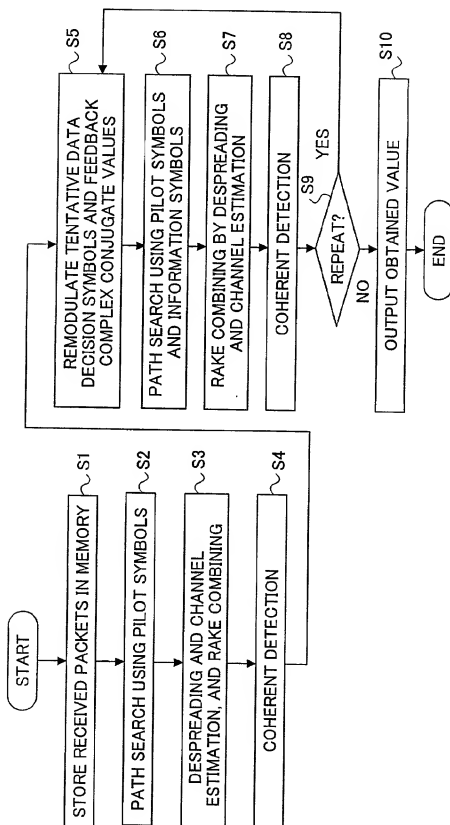


FIG. 3

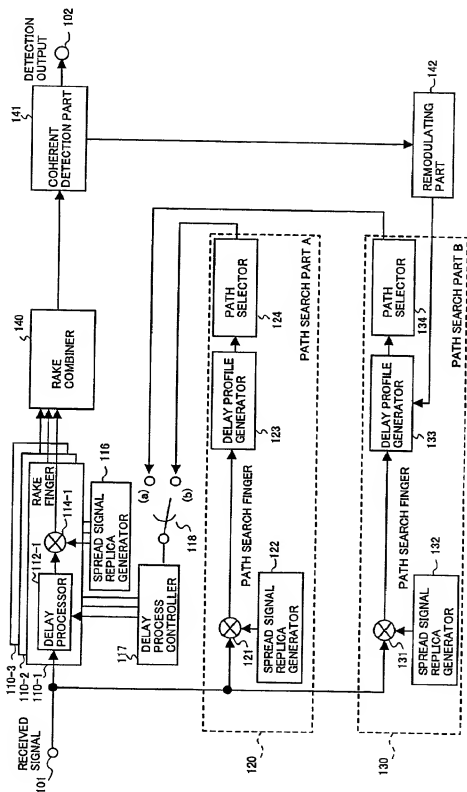


FIG. 4

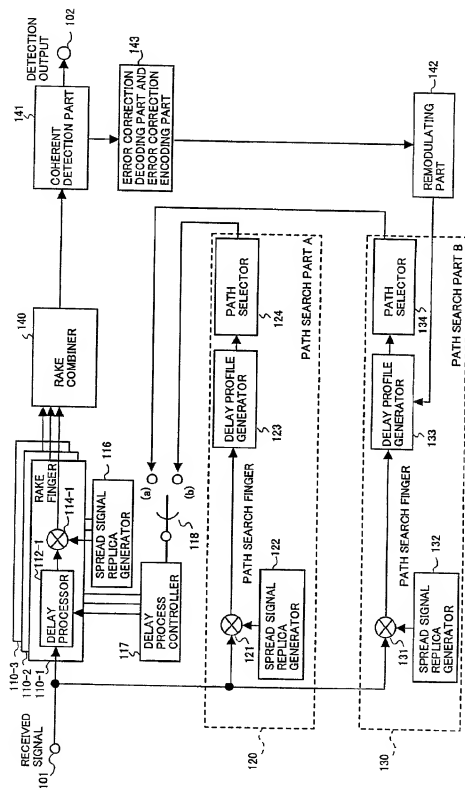


FIG. 5

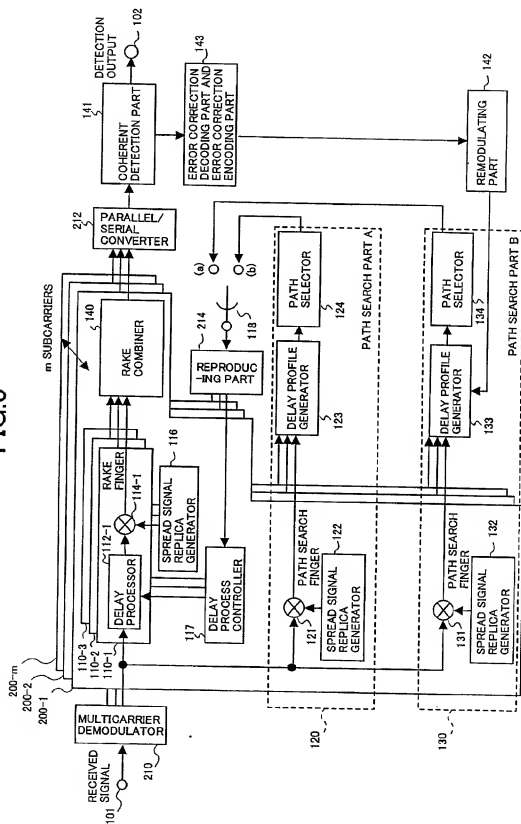


FIG. 6

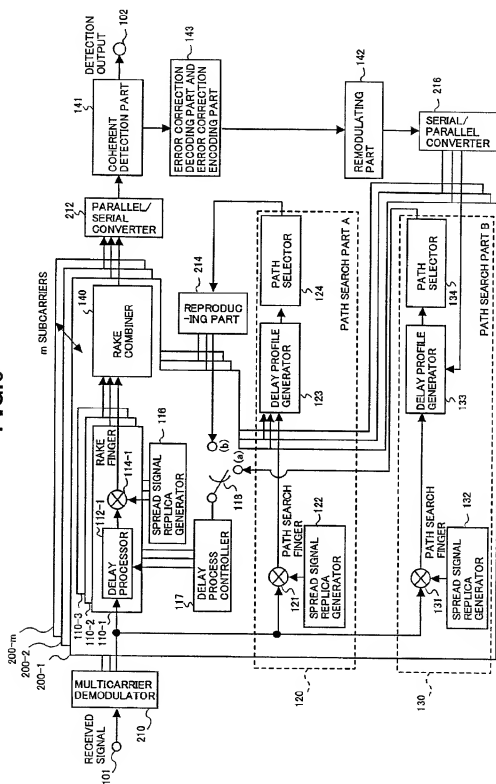


FIG. 7

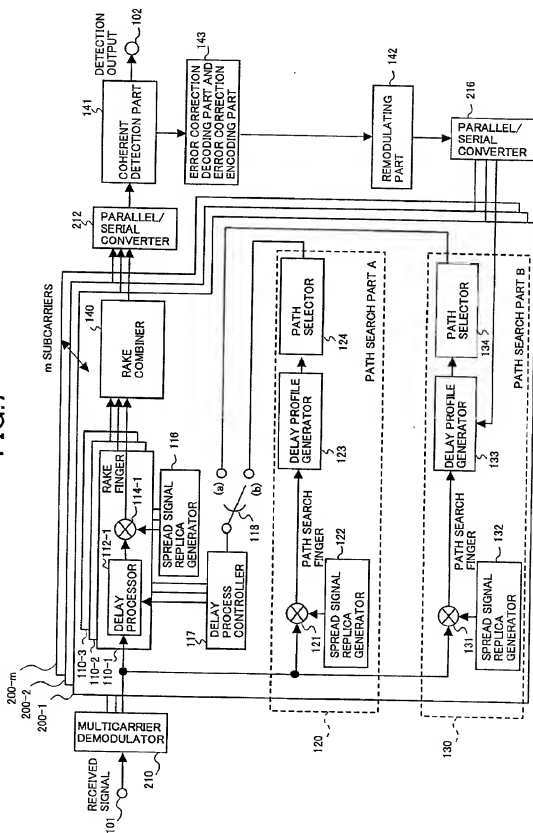


FIG. 8

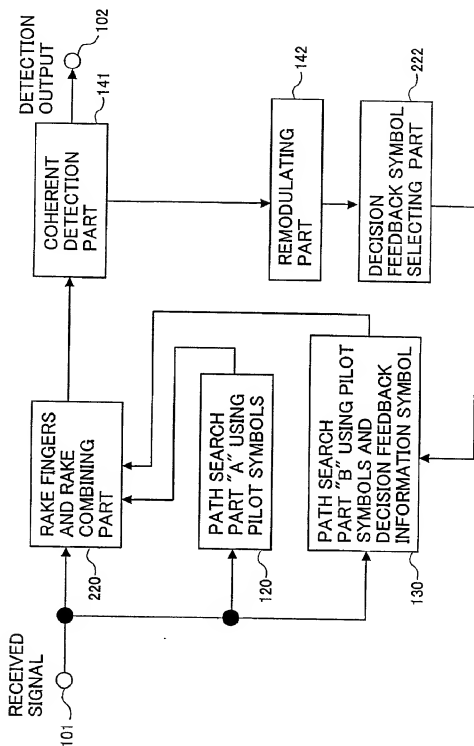


FIG. 9

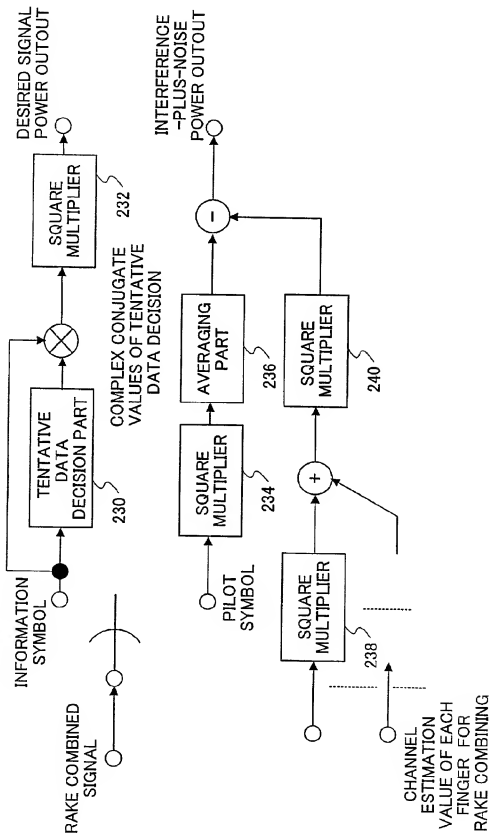


FIG. 10

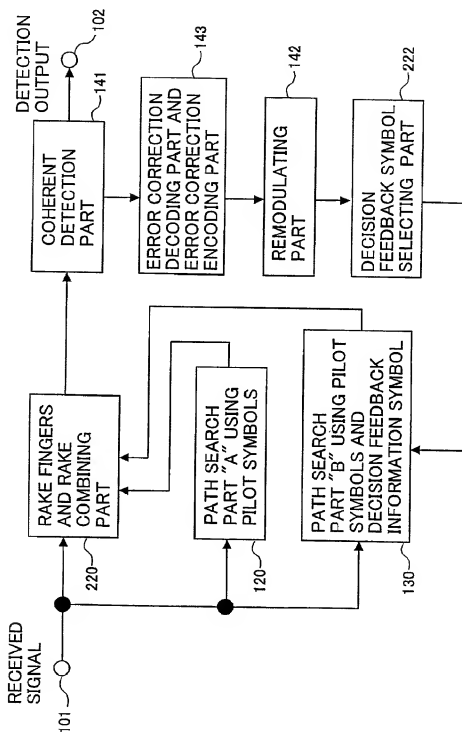


FIG. 11

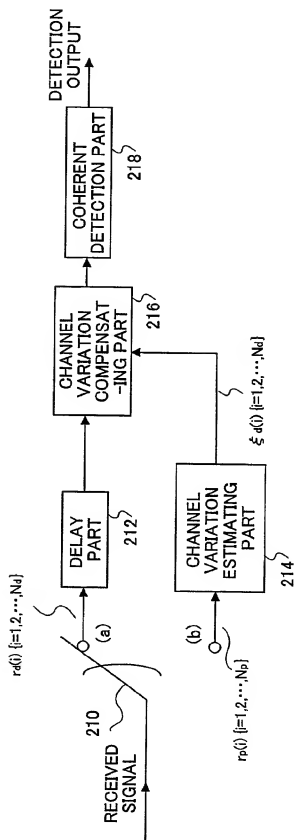


FIG.12

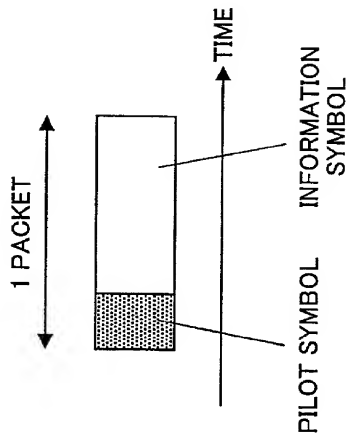


FIG.13

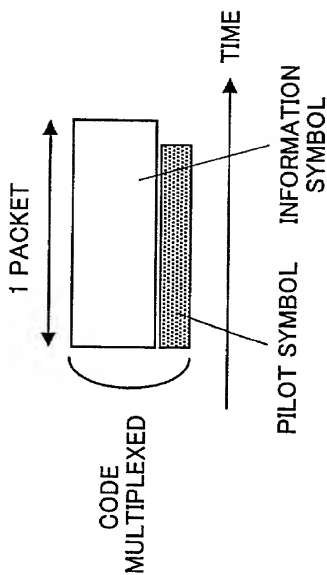


FIG. 14

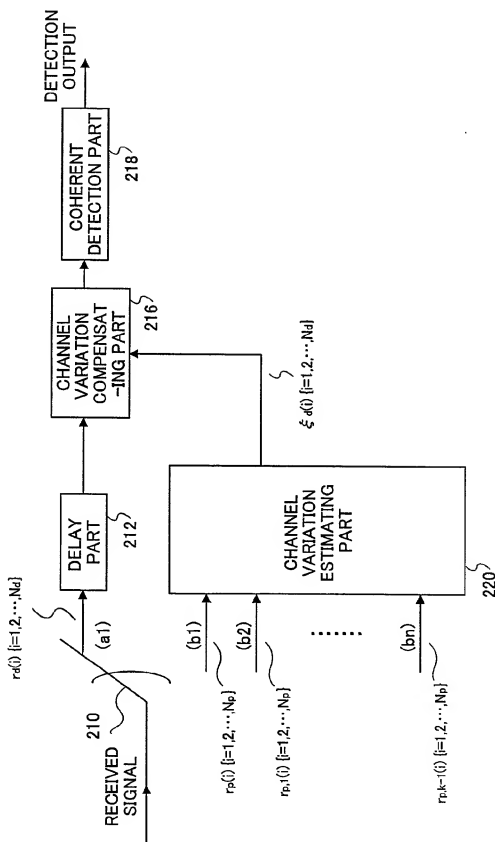


FIG. 15

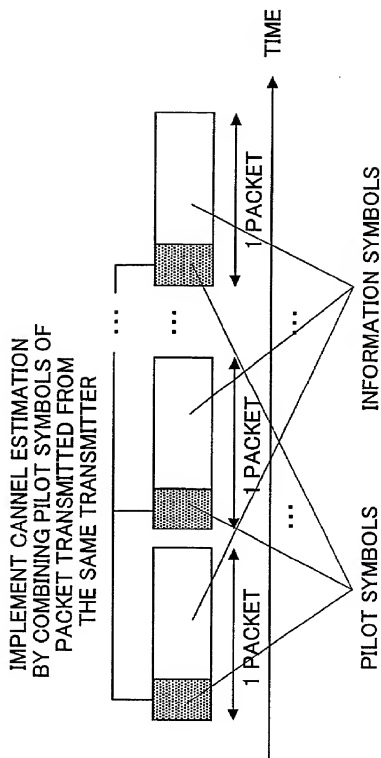


FIG. 16

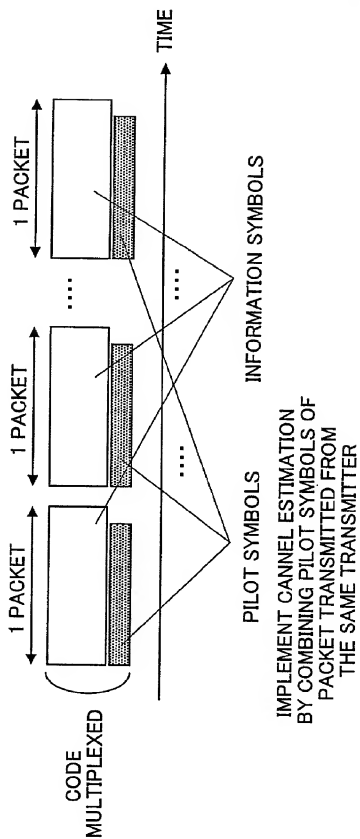


FIG. 17

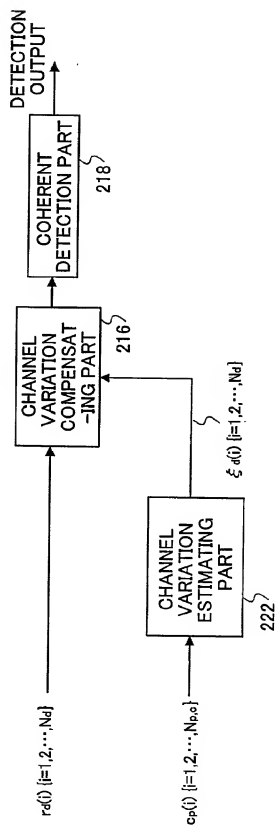


FIG.18

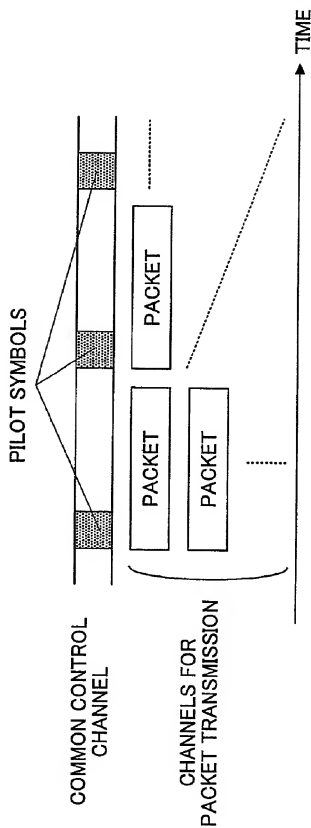


FIG.19

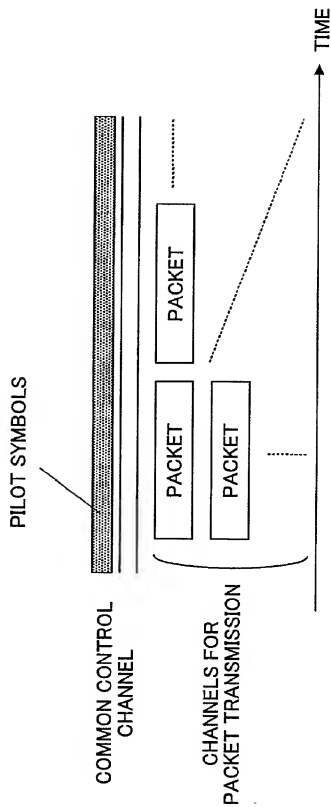


FIG. 20

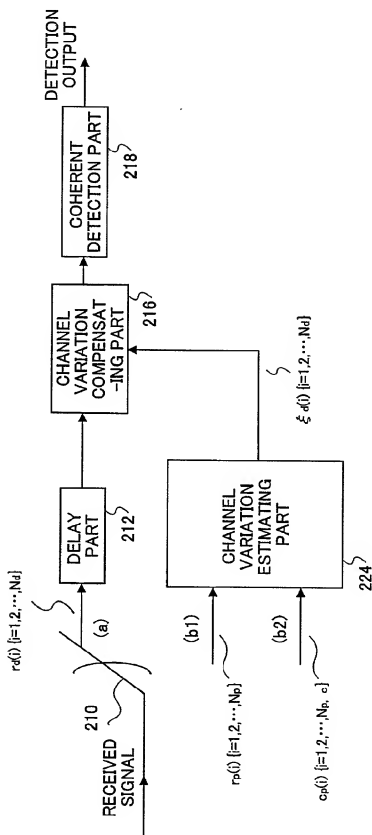


FIG. 21

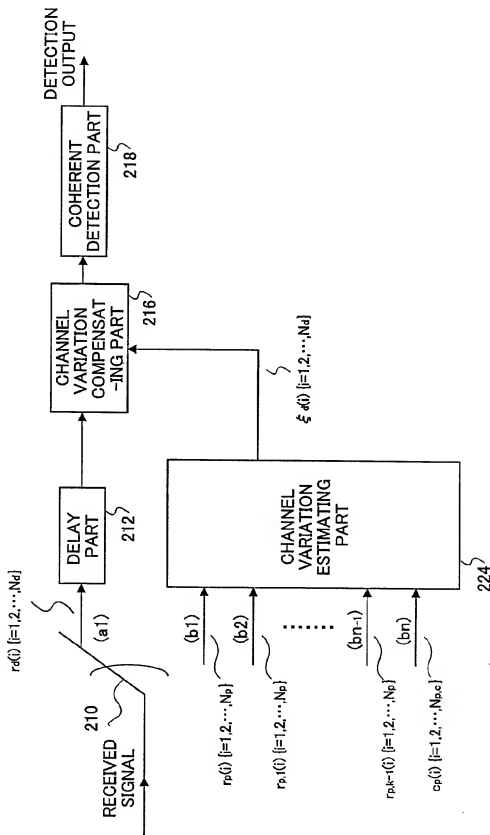


FIG. 22

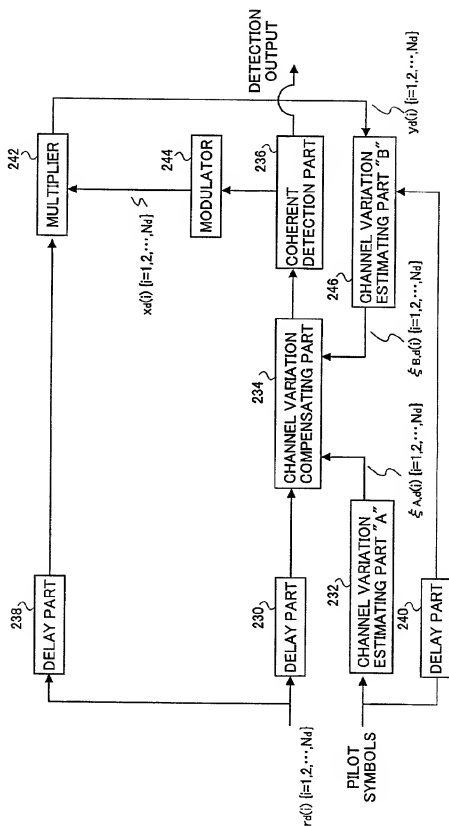


FIG. 23

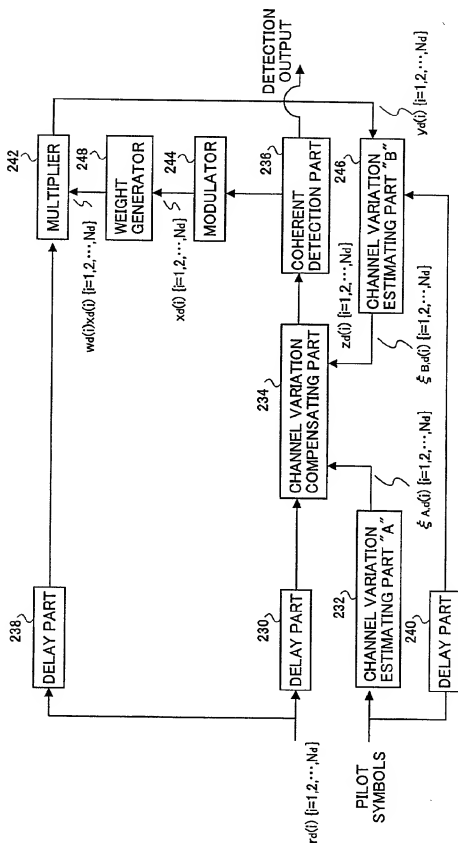


FIG. 24

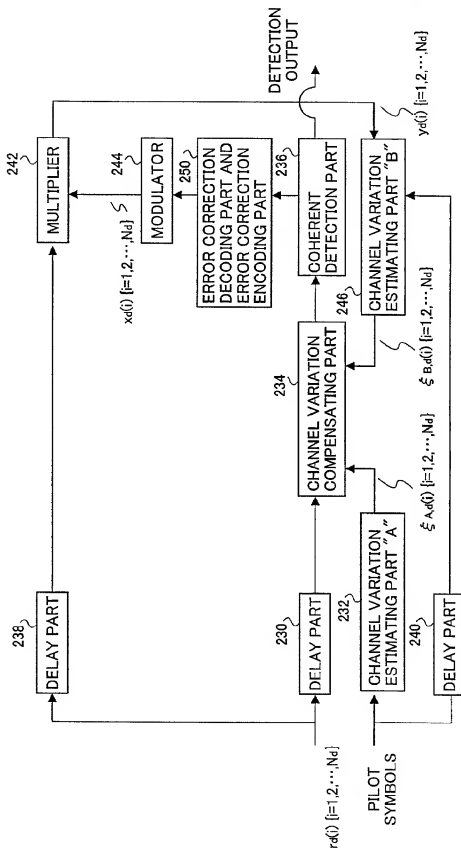


FIG. 26

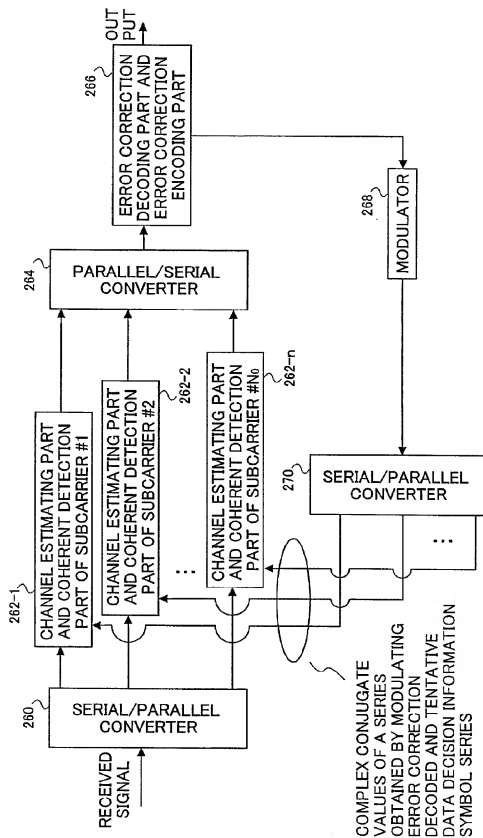


FIG. 27

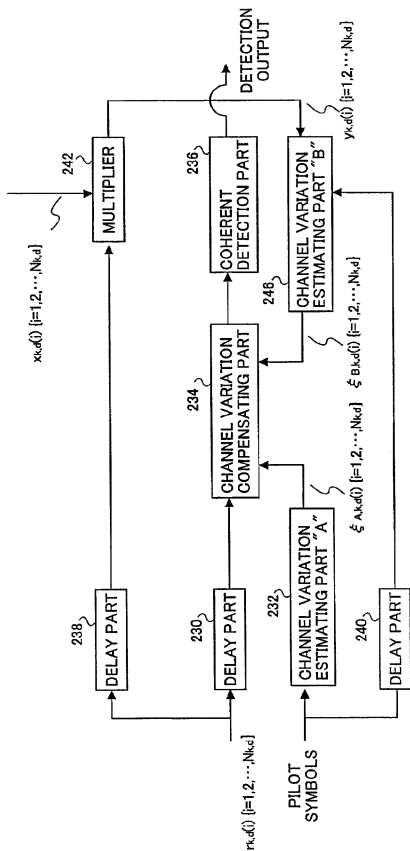


FIG. 28

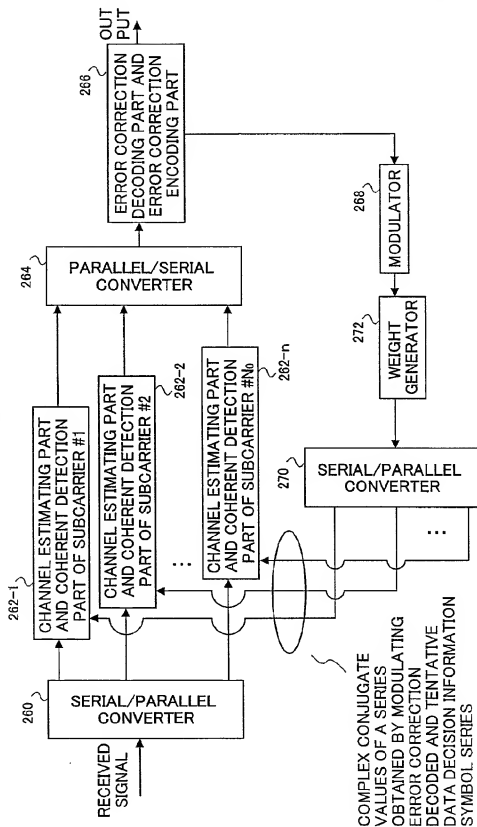
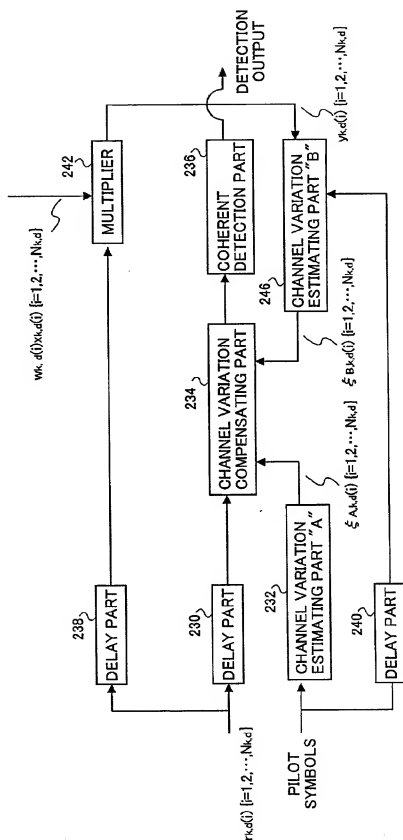


FIG. 29



PATH SEARCH METHOD, CHANNEL ESTIMATION METHOD AND COMMUNICATION DEVICE

TECHNICAL FIELD

[0001] The present invention relates to a path search method, a channel estimation method and a communication device, and particularly relates to a path search method used for RAKE reception, to a communication device using such a path search method and to a channel estimation method for estimating channel variation and a communication device using such a channel estimation method.

BACKGROUND ART

[0002] Recently, CDMA (Code Division Multiple Access) system has become one of the mobile communication systems of a greater interest. CDMA system is a communication technology based on Spread Spectrum technology.

[0003] Generally, in a mobile communication environment, since a signal transmitted from a transmitter reaches to a receiver via a plurality of propagation paths, i.e., a so-called multipath propagation path, a received signal is composed of a sum of multipath signals. Therefore, the received signal is composed of signal components having various time-of-arrivals, amplitudes and phases.

[0004] When a communication between a base station and mobile stations is based on CDMA, a so-called RAKE combining reception is possible, in which a signal received via a multipath propagation path is resolved into path components having different delay times and then combined after cophasing. Improved transmission characteristics of the RAKE combining reception may be achieved by improving a desired signal-to-power ratio against interference and thermal noise. Therefore, one of the most important technologies in the CDMA system is a path search method for detecting multipath timings with a considerably high accuracy for resolving into path components in a proper manner.

[0005] An example of a proposed prior art path search method may be found in an article "Path-Search Performance of DS-CDMA System in Laboratory and Field Experiments (Aoyama, Mizuguchi, Yoshida and Atokawa: The Technical Research Report of the Institute of Electronics, Information and Communication Engineers, RCS 97-164, pp. 51-58, November 1999)".

[0006] According to this proposed path search method, timing detection of a path is implemented by performing a correlation calculation process, an averaging process of correlated values, and a peak detection process, using pilot symbols of a known phase which are periodically inserted in a received signal. In the correlation calculation process, in order to derive a symbol correlation value, a despreading process is performed by multiplying the pilot symbols of the received signal by a spread code. Further, based on the fact that the phase of the pilot symbols is known, the above-mentioned symbol correlation values are summed after cophasing, and then the values obtained from the summation after cophasing are power-summed for a fixed time duration.

[0007] Using a sequence of symbol correlation values (instantaneous delay profile) extracted by the above-described processes, a peak detection process is implemented for selecting paths available for RAKE combining. First of

all, a path having the maximum level selected as a first path from the sequence of symbol correlation values. Then, as a second path, a path having the maximum level is selected from the symbol correlation values having a timing at a distance of more than at least r -chips of spread codes separate from the timing of the first path. Path selection is implemented in a similar manner for a third path and so on.

[0008] A further path search method of a prior art is, for example, proposed in an article, "Experiments on Path Search Performance of Coherent RAKE Receiver for W-CDMA Mobile Radio (Fukumoto, Ohkawa, Andoh, Sawabashi and Adachi: The Technical Research Report of the Institute of Electronics, Information and Communication Engineers, RCS 98-30, pp. 41-48, May 1998)".

[0009] According to the proposed path search method, pilot symbols within a single slot are summed after cophasing to derive an instantaneous channel estimation value, and then the channel estimation values of successive two slots are cophased, summed and squared, so as to extract an instantaneous power delay profile. After extracting and averaging instantaneous power delay profiles of a plurality of slots, upper N paths having greater signal powers within the averaged power delay profile are regarded as a desired signal, and the power obtained by averaging the remaining paths excluding the upper N paths is assumed as a noise power P_n .

[0010] A power level of a factor of M of the noise power P_n is taken as a threshold value for path selection, and paths having signal powers exceeding this threshold are selected as paths of RAKE combining.

[0011] However, the above-mentioned path search method applies to a circuit-switched system in which, for a communication between mobile stations and a base station, signals continuously exist throughout a period from the start to the end of transmission.

[0012] Therefore, as in the case of signal transmission based on packets, in which the signals do not exist continuously but are transmitted intermittently, the above-mentioned path search method may give rise to a problem that an averaging process in a fixed period of time cannot be implemented and thus resulting a reduced path search accuracy.

[0013] Now, for a mobile communication system, a phenomenon called fading may occur due to a change in the relative position between a mobile station and a base station. Fading is a phenomenon in which an intensity of the received electric field temporally changes according to the state of a medium serving as a passage of an electric wave. Due to the fading phenomenon, the signals are received with their amplitude and phase being varied. Therefore, for an absolute coherent detection system in which information symbols are demodulated from absolute phase of the received signal, it is necessary to provide a method of accurately estimating the variation of amplitude and phase, i.e., a so-called channel variation, and compensating the channel variation.

[0014] Conventionally, as a channel estimation method for implementing absolute coherent detection, a method is proposed which uses pilot symbols having known phase. According to this channel estimation method, the pilot symbols having known phase are transmitted by being

periodically multiplexed with the transmitted signals, and at the receiving end, the channel variation of the received signal is estimated using the pilot signals. Then, based on the result of the estimation, a channel variation of information symbols other than the pilot symbols is estimated. Generally, the channel variation of information symbols can be estimated by temporally interpolating the channel variation obtained from the periodically inserted pilot symbols.

[0015] For example, in the article "An Analysis of Pilot Symbol Assisted Modulation for Rayleigh Fading Channels" (J. K. Cavers: IEEE Transactions on Vehicular Technology, pp. 686-693, vol. 40, no. 4, November 1991), a method is proposed in which an amount of channel variation between pilot symbols is interpolated using a Wiener filter.

[0016] Also, in the article "Rayleigh Fading Compensation for QAM in Land Mobile Ratio Communications" (S. Sampei and T. Sunaga: IEEE Transactions on Vehicular Technology, pp. 1370-147, vol. 42, no. 2, May 1993), a channel estimation method is proposed in which a low-level Gaussian interpolation is used for interpolation. Other methods, such as those using linear interpolation, are also proposed.

[0017] Also, in order to improve an accuracy of channel estimation, a method is proposed in which an absolute coherent detection is implemented using only the pilot symbols, and the tentative data decision information symbols are remodulated and fed back. After that, the received signals are multiplied by the complex conjugate of the fed-back symbols, and modulation components are removed to generate non-data modulated information symbols, and these symbols as well as the pilot symbols are both used for implementing channel estimation in a repeated manner.

[0018] Such a method is, for example, described in "Symbol-Aided Plus Decision-Directed Reception for PSK/TCM Modulation on Shadowed Mobile Satellite Fading" (G. T. Irvine and P. J. McLane: IEEE Journal on Selected Areas in Communications, pp. 1289-1299, vol. SAC-10, December 1992).

[0019] Also, in order to reduce the data decision error of the tentative data decision information symbols, a method is known in which the information symbols are performed after error correction decoding process. In this case, tentative data decision is implemented after absolute coherent detection using only the pilot symbols and after an error correction decoding process.

[0020] For example, such a method is described in "Performance of Coherent Detection with Decision Feedback Interpolation and Viterbi Decoding on DS/CDMA" (Azuma, Taguchi and Ohno: The Proceedings of the 1994 Autumn Conference of the Institute of Electronics, Information and Communication Engineers, B-305).

[0021] However, the above-mentioned channel estimation method using pilot symbols is aimed for use in a situation where channels are always assigned by a circuit-switched system during a communication between a mobile station and a base station and signals are continuously transmitted and received.

[0022] However, with a packet wireless access system in which information symbols are transmitted/received in a format called packets, signals are intermittently transmitted

and received during the communication between a mobile station and a base station. That is to say, the pilot symbols cannot be periodically multiplexed as in the case of the circuit-switched system.

[0023] Also, with the above-mentioned channel estimation method which uses both the pilot symbols and the information symbols wherefrom the modulation components are removed, the tentative data decision information symbols are remodulated and are all fed back. However, in a mobile communication system, since the reliability of the received signal varies due to noise, interference signals, etc., it is not preferable to remodulate the tentative data decision information symbols and feedback all of them.

DISCLOSURE OF THE INVENTION

[0024] Accordingly, it is a general object of the present invention to provide new and useful path search method, channel estimation method and communication device in which the above-mentioned problems are eliminated.

[0025] It is a first and more specific object of the present invention to provide a path search method which can be used for RAKE reception and can implement high-accuracy path search irrespective of the continuity of the transmission signal and a communication device using such a path search method.

[0026] It is a second and more specific object of the present invention to provide a channel estimation method which can implement high-accuracy channel estimation irrespective of the continuity of the transmission signal and a communication device using such a channel estimation method.

[0027] It is a still another object of the present invention to provide a path search method for detecting respective timings of path components included a signal received via a multipath propagation path, the method including the steps of: a first path search step for detecting respective timings of path components using pilot symbols of a known phase included in the signal received via the multipath propagation path; and a second path search step for detecting respective timings of path components using information symbols derived from a signal demodulated according to the timings detected in the first path search step and the pilot symbol of a known phase. According to the path search method of the present invention, since respective timings of the path components are detected by searching a path using pilot symbols of a known phase, and timings of each path component are detected again using the information symbol derived from a signal demodulated according to the thus-obtained timings and pilot symbols of a known phase, the path search accuracy can be improved. Thus, the above-mentioned first object of the invention is achieved.

[0028] In view of an aspect that it is efficient to firstly implement path search using pilot symbols of a known phase and then implementing path search again using the result of the path search and using the pilot symbols and the information symbols, in the path search method described above, the information symbols derived from the signal demodulated according to the timings detected in the first path search step may be generated by: despreading the signal received via the multipath propagation path according to the timings detected in the first path search step; co-phasing and

summing the information symbols despread according to the respective path timings in a symbol by symbol manner; demodulating the cophased and summed respective information symbols and implementing data decision thereof; and remodulating the data decision signals. With such a path search method, despreading is implemented according to the timings detected in the first path search step, the result of the despreading process is cophased and summed, and the cophased and summed information symbols are demodulated. Also, a cophasing and summing operation may be carried out by, for example, RAKE combining. By remodulating the demodulated signal and feeding back and using it in the second path search, respective timings of the path components may be detected with an increased accuracy.

[0029] In view of an aspect that the modulated information symbols having relatively high reliability are selected and used, the information symbols derived from the signal demodulated according to the timings detected in the first path search step are selected and fed back such that information symbols satisfying a predetermined condition are selected. Accordingly, since modulated information symbols having relatively high reliability are selected and used for path search, respective timings of the path components may be detected with an increased accuracy.

[0030] In view of an aspect that accuracy is improved by repeatedly implementing path search, in the path search method described above, the second path search step may be repeated until a predetermined condition is satisfied. Accordingly, implementing demodulation again using the path search result of an improved accuracy, the data decision result accuracy may be improved. Then, by feeding back the data decision result of an improved accuracy and repeating path search again, the path search accuracy is further improved and results in a further improvement of the data decision result.

[0031] In view of an aspect of extending the field of use, in the path search method described above, the signal received via the multipath propagation path may be transmitted in accordance with a multicarrier code division multiplex system.

[0032] It is still another object of the present invention to provide a channel estimation method for estimating channel variation using pilot symbols, the method including: a pilot symbol acquiring step for acquiring pilot symbols of a known phase included in a received packet; and a channel estimation step for implementing channel estimation using the acquired pilot symbols. According to the channel estimation method of the present invention, by using the pilot symbols of a known phase for channel estimation, a high-accuracy channel estimation is possible irrespective of the continuity of the transmission signals. Thus, the above-mentioned second object of the invention is achieved.

[0033] In the channel estimation method described above, the pilot symbol of a known phase may be time-multiplexed on the packet. In such a case, the pilot symbol of a known phase may be transmitted by time-multiplexing it on the packet.

[0034] In the channel estimation method described above, the pilot symbols of a known phase may be code-multiplexed with the packet. Thus, the pilot symbols of a known phase may be transmitted by code-multiplexing it with the packet.

[0035] In the channel estimation method described above, the channel estimation step implements channel estimation by combining the pilot symbols of a known phase and pilot symbols included in other packets transmitted from the same transmission source. Thus by implementing channel estimation by combining pilot symbols of a known phase and pilot symbols included in other packets transmitted from the same transmission source, channel estimation accuracy may be improved.

[0036] It is a further object of the present invention to provide a channel estimation method for estimating channel variation using pilot symbols, the method including: a pilot symbol acquiring step for acquiring pilot symbols of a known phase included in a common control channel in a multiplexed manner; and a channel estimation step for implementing channel estimation using the acquired pilot symbols. According to the channel estimation method of the present invention, since the pilot symbols of a known phase included in a common control channel in a multiplexed manner can be used for channel estimation, a high-accuracy channel estimation is possible irrespective of the continuity of the transmission signals. Thus, the above-mentioned second object of the invention can be achieved.

[0037] In the channel estimation method described above, the pilot symbols of a known phase may be time-multiplexed with the common control channel. In such a case, the pilot symbols of a known phase may be transmitted by time-multiplexing it with the packet.

[0038] In the channel estimation method described above, the pilot symbols of a known phase may be code-multiplexed with the common control channel. In such a case, the pilot symbol of a known phase may be transmitted by code-multiplexing it with the packet.

[0039] In the channel estimation method described above, the channel estimation step may implement channel estimation by combining the pilot symbols of a known phase and pilot symbols included in other packets transmitted from the same transmission source. Accordingly, by implementing channel estimation by combining the pilot symbols of a known phase and pilot symbols included in other packets transmitted from the same transmission source, channel estimation accuracy may be improved.

[0040] It is a further object of the present invention to provide a channel estimation method for estimating channel variation using pilot symbols, the method including: a first pilot symbol acquiring step for acquiring pilot symbols of a known phase included in a packet and in a common control channel in a multiplexed manner; a second pilot symbol acquiring step for acquiring pilot symbols of a known phase included in the common control channel; and a channel estimation step for implementing channel estimation using the acquired pilot symbols. According to the channel estimation method of the present invention, the pilot symbols of a known phase included in the received packet and in the common control channel in a multiplexed manner may be acquired at the receiving side. Therefore, by implementing channel estimation using the pilot symbols of a known phase included in the received packet and in the common control channel, channel estimation accuracy may be improved. Thus, the above-mentioned second object of the invention can be achieved.

[0041] It is a further object of the present invention to provide a channel estimation method for estimating channel

variation using pilot symbols, the method including: a pilot symbol acquiring step for acquiring pilot symbols of a known phase included in a received packet; a tentative channel estimation step for implementing tentative channel estimation using the acquired pilot symbols; a tentative data decision information symbol generating step for compensating for the channel variation in accordance with a result of the tentative channel estimation and generating a tentative data decision information symbols from the compensated information symbols; and a channel estimation step for generating an information symbols wherefrom modulation components are removed using the tentative data decision information symbols and implementing channel estimation using the pilot symbols and information symbols. According to the channel estimation method of the present invention, tentative channel estimation is implemented using pilot symbols and then channel estimation is implemented using the pilot symbols and information symbols. Thus, the above-mentioned second object of the invention can be achieved.

[0042] In the channel estimation method described above, the tentative data decision information symbol generating step may include a weighting process for weighting the tentative data decision information symbols according to the reliability. Accordingly, by implementing a weighting process for weighting the tentative data decision information symbols according to the reliability, the channel estimation accuracy can be improved.

[0043] In the channel estimation method described above, the tentative data decision information symbol generating step may include an error correction process for error correction decoding of the tentative data decision information symbols and error correction encoding again. Accordingly, by including an error correction process for error correction decoding of the tentative data decision information symbols and error correction encoding again, the channel estimation accuracy can be improved.

[0044] In the channel estimation method described above, the tentative data decision information symbol generating step may include a weighting process for weighting the error correction coded tentative data decision information symbols according to the reliability. Accordingly, by weighting the error correction coded tentative data decision information symbols according to the reliability, the channel estimation accuracy can be further improved.

[0045] It is a further object of the present invention to provide a channel estimation method for estimating channel variation using pilot symbols, the method including: a subcarrier acquiring step for acquiring a plurality of subcarriers included in a received packet; a pilot symbol acquiring step for acquiring a plurality of pilot symbols of known phase included in the plurality of subcarriers, respectively; and a channel estimation step for implementing channel estimation for each of the subcarriers using the plurality of pilot symbols. According to the channel estimation method of the present invention, such a method may be applied to a multicarrier transmission system since a plurality of pilot symbols of known phase included in the plurality of subcarriers, respectively are acquired and channel estimation for each of the subcarriers is implemented using the plurality of pilot symbols.

[0046] As has been described above, the pilot symbols of a known phase multiplexed with either the packet or on the common control channel can be used in the above-described path search method.

[0047] It is a further object of the present invention to provide a communication device including: path search means for detecting respective timings of path components included in a received signal received via a multipath propagation path using pilot symbols of a known phase included in the received signal; and channel estimation means for estimating channel variation using the pilot symbols. According to the communication device of the present invention, the above-mentioned first and second objects of the invention can be achieved.

[0048] The path search means may include: a first path search part for detecting respective timings of path components using the pilot symbols; and a second path search part for detecting respective timings of path components using an information symbols derived from a signal demodulated according to the timings detected in the first path search part and the pilot symbols. In such a case, respective timings of the path components can be detected with a high-accuracy. Thus, a communication device capable of performing high-accuracy RAKE combining reception can be realized.

[0049] The channel estimation means may include: a pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols included in the received signal; and a channel estimation part for implementing channel estimation using the acquired pilot symbols. In such a case, a communication device capable of performing high-accuracy channel estimation can be realized irrespective of the continuity of the transmission signals.

[0050] The channel estimation part may include: a tentative channel estimation part for implementing tentative channel estimation using the acquired pilot symbols; a tentative data decision information symbol generating part for compensating for the channel variation in accordance with a result of the tentative channel estimation and generating a tentative data decision information symbols from the compensated information symbols; and a channel estimation part for generating information symbols wherefrom modulation components are removed using the tentative data decision information symbols and implementing channel estimation using the pilot symbols and information symbols.

[0051] The pilot symbol acquiring part may include: a subcarrier acquiring part for acquiring a plurality of subcarriers included in the received signal; and a pilot symbol acquiring step for acquiring a plurality of pilot symbols of known phase included in the plurality of subcarriers, respectively, and, the channel estimation part may implement channel estimation for each of the subcarriers using the plurality of pilot symbols.

[0052] It is a further object of the present invention to provide a communication device for implementing path search for detecting respective timings of path components included a signal received via a multipath propagation path, the device including: a first path search part for detecting respective timings of path components using pilot symbols of a known phase included in the signal received via the multipath propagation path; and a second path search part for detecting respective timings of path components using

information symbols derived from a signal demodulated according to the timings detected in the first path search step and the pilot symbols of a known phase. According to the communication device of the present invention, the above-mentioned first object of the invention can be achieved.

[0053] It is a further object of the present invention to provide a communication device for implementing channel estimation for estimating channel variation using pilot symbols, the device including: a pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols of a known phase included in a received packet; and a channel estimation part for implementing channel estimation using the acquired pilot symbols. According to the communication device of the present invention, the above-mentioned second object of the invention can be achieved.

[0054] It is a further object of the present invention to provide a communication device for implementing channel estimation for estimating channel variation using pilot symbols, the device including: a pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols of a known phase included in a common control channel in a multiplexed manner; and a channel estimation part for implementing channel estimation using the acquired pilot symbols. According to the communication device of the present invention, the above-mentioned second object of the invention can be achieved.

[0055] It is a further object of the present invention to provide a communication device for implementing channel estimation for estimating channel variation using pilot symbols, the device including: a first pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols of a known phase included in a packet and in a common control channel in a multiplexed manner; a second pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols of a known phase included in the common control channel; and a channel estimation part for implementing channel estimation using the acquired pilot symbols. According to the communication device of the present invention, the above-mentioned second object of the invention can be achieved.

[0056] It is a further object of the present invention to provide a communication device for implementing channel estimation for estimating channel variation using pilot symbols, the device including: a pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols of a known phase included in a received packet; a tentative channel estimation part for implementing tentative channel estimation using the acquired pilot symbols; a tentative data decision information symbol generating part for compensating for the channel variation in accordance with a result of the tentative channel estimation and generating a tentative data decision information symbols from the compensated information symbols; and a channel estimation part for generating information symbols wherefrom modulation components are removed using the tentative data decision information symbols and implementing channel estimation using the pilot symbols and information symbols. According to the communication device of the present invention, the above-mentioned second object of the invention can be achieved.

[0057] It is a further object of the present invention to provide a communication device for implementing channel estimation for estimating channel variation using pilot symbols, the device including: a subcarrier acquiring part for acquiring a plurality of subcarriers included in a received

packet; a pilot symbol acquiring part for acquiring a plurality of pilot symbols of known phase included in the plurality of subcarriers, respectively; and a channel estimation part for implementing channel estimation for each of the subcarriers using the plurality of pilot symbols. According to the communication device of the present invention, the above-mentioned second object of the invention can be achieved.

[0058] The objects described above may be achieved by a communication device including: path search means for performing a first path search step in which respective timings of path components are detected using pilot symbols of a known phase included in a reception signal received via a multipath propagation path; and channel estimation means for performing a first channel estimation step in which channel estimation is implemented for estimating channel variation after the first path search step, the path search means implementing a second path search step in which respective timings of path components are detected using information symbols derived from a signal demodulated after the first channel estimation step according to the timings detected in the first path search step and the pilot symbols of a known phase, and the channel estimation means implementing a second channel estimation step in which channel estimation is implemented for estimating channel variation using information symbols derived from a signal demodulated after the first channel estimation step according to the timings detected in the second path search step and the pilot symbols of a known phase, and thereafter, recursively implementing path search and channel estimation by repeating the processes of implementing the second path search step using the information symbols demodulated after the second channel estimation step and pilot symbols and implementing the second channel estimation step using information symbols fed back in accordance with the timing detected in the second path search step and pilot symbols. According to the communication device of the present invention, the above-mentioned first and second objects of the invention can be achieved.

[0059] The pilot symbols may be included in at least one of a packet and a common control channel of the received signal and may be multiplexed on at least one of the packet and the common control channel.

[0060] The objects described above may be achieved by a communication device including path search and channel estimation means for implementing at least one of path search and channel estimation using pilot symbols of a known phase or an information symbols included in at least one of a packet and a common control channel of a received signal. According to the communication device of the present invention, at least one of the above-mentioned first and second objects of the invention can be achieved.

[0061] The pilot symbols may be included in at least one of a packet and a common control channel of the received signal. Also, the communication device may further include feedback means for feeding back the information symbols, and the path search and channel estimation means may recursively implement path search and channel estimation by repeating processes of implementing path search using information symbols decoded after channel estimation and pilot symbols and implementing channel estimation using information symbols fed back via the feedback means in accordance with a timing detected in the path search and pilot symbols.

[0062] Further objects and advantages of the present invention will be elucidated from the explanation described below with reference to the following drawings.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

[0063] FIG. 1 is a block diagram showing a general configuration of a first embodiment of a communication device of the present invention;

[0064] FIG. 2 is a flowchart for explaining process steps carried out by the communication device of the first embodiment;

[0065] FIG. 3 is a block diagram showing a configuration of a first embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment;

[0066] FIG. 4 is a block diagram showing a configuration of a second embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment;

[0067] FIG. 5 is a block diagram showing a configuration of a third embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment;

[0068] FIG. 6 is a block diagram showing a configuration of a fourth embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment;

[0069] FIG. 7 is a block diagram showing a configuration of a fifth embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment;

[0070] FIG. 8 is a block diagram showing a configuration of a sixth embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment;

[0071] FIG. 9 is a block diagram showing a configuration for deriving the desired signal power versus interference-plus-noise power ratio;

[0072] FIG. 10 is a block diagram showing a configuration of a seventh embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment;

[0073] FIG. 11 is a block diagram showing a configuration of a first embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment;

[0074] FIG. 12 is a diagram showing a structure of a packet wherein a pilot symbol is inserted;

[0075] FIG. 13 is a diagram showing another structure of a packet wherein a pilot symbol is inserted;

[0076] FIG. 14 is a diagram showing a configuration of a second embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment;

[0077] FIG. 15 is a diagram showing still another structure of packets wherein pilot symbols are inserted;

[0078] FIG. 16 is a diagram showing yet another structure of packets wherein pilot symbols are inserted;

[0079] FIG. 17 is a block diagram showing a configuration of a third embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment;

[0080] FIG. 18 is a diagram showing a further structure of packets wherein pilot symbols are inserted;

[0081] FIG. 19 is a diagram showing a further structure of a packet wherein pilot symbols are inserted;

[0082] FIG. 20 is a block diagram showing a configuration of a fourth embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment;

[0083] FIG. 21 is a block diagram showing a configuration of a fifth embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment;

[0084] FIG. 22 is a block diagram showing a configuration of a sixth embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment;

[0085] FIG. 23 is a block diagram showing a configuration of a seventh embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment;

[0086] FIG. 24 is a block diagram showing a configuration of an eighth embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment;

[0087] FIG. 25 is a block diagram showing a configuration of a ninth embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment;

[0088] FIG. 26 is a block diagram showing a configuration of a tenth embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment;

[0089] FIG. 27 is a block diagram showing a configuration of a channel estimation part implemented for each of the subcarrier sequence in the tenth embodiment of the channel estimation part;

[0090] FIG. 28 is a block diagram showing a configuration of an eleventh embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment; and

[0091] FIG. 29 is a block diagram showing a configuration of a channel estimation part implemented for each of the subcarrier sequence in the eleventh embodiment of the channel estimation part.

BEST MODE OF CARRYING OUT THE INVENTION

[0092] In the following, embodiments of a path search method, a channel estimation method and a communication device of the present invention will be described with reference to the accompanying drawings.

[0093] FIG. 1 is a block diagram showing a general configuration of a first embodiment of a communication device of the present invention. A communication device 1 generally includes a path search part A 120, a path search part B 130, a spread code replica generator 116, a delay process controller 117, RAKE finger circuits 110-1 to 110-3, a RAKE combiner 140, a coherent detection part 141, a remodulating part 142, an error correction decoding part 143-1, an error correction encoding part 143-2 and a switch 50, which are connected as shown in the figure. Signals are received through a multipath propagation path via elements such as an antenna, a frequency converter, an analog/digital (A/D) converter and a memory, all of which are not shown, and are input to the path search part A 120, to the path search part B 130 and to the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3.

[0094] The path search part A 120 generally includes a multiplier 121 where to the received signals are supplied, a

spread code replica generator 122, a delay profile generator 123 and a path selector 124 which generates an output of the path search part A 120. Similarly, the path search part B 130 generally includes a multiplier 131 where the received signals are supplied, a spread code replica generator 132, a delay profile generator 133 and a path selector 134 which generates an output of the path search part B 130. The outputs of the path search part A 120 and the path search part B 130 are supplied to the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3 via the delay controller 117.

[0095] The RAKE finger circuits 110-1 to 110-3 each has the same configuration and the RAKE finger circuit 110-1 generally includes a delay processor 112-1, a multiplier 114-1, a channel estimating part A 20-1, a channel estimating part B 30-1 and a channel variation compensating part 216-1. Outputs of the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3 are supplied to the RAKE combiner 140 via the channel variation compensating parts 216-1 to 216-3 (only 216-1 is shown in the figure) and are combined in the RAKE combiner, and then supplied to the coherent detection part 141. The coherent detection part 141 provides a detection output. The detection output obtained from the coherent detection part 141 is supplied to an error correction decoding part 143-1 which performs error correction decoding processes and outputs an error corrected and decoded output signal. The output signal from the error correction decoding part 143-1 is subjected to an error correction and encoding process at the error correction encoding part 143-2 and then supplied to the switch 50. The detection output from the coherent detection part 141 is also supplied to the switch 50. The output of the switch 50 is fed back, via the remodulating part 142, to the delay profile generator 133 of the path search part B 130 and to the channel estimating part B 30-1 to 30-3 (only 30-1 is shown in the figure) of the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3. The remodulating part 142, the error correction encoding part 143-2 and the switch 50 form a decision feedback processor 60.

[0096] As will be described later, the first embodiment of the communication device is particularly characterized in configurations and operations of the path search part A 120, the path search part B 130 and the channel estimating parts A 20-1 to 20-3 (only 20-1 is shown) and the channel estimating parts B 30-1 to 30-3 (only 30-1 is shown) of the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3.

[0097] In detail, the path search part A 120 and the path search part B 130 involve a first path search step and a second path search step and the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3 involve a first channel estimating step and a second channel estimating step.

[0098] In the first path search step, when detecting respective timings of path components included in a received signal received via the multipath propagation path, the respective timings of the path components are detected using pilot symbols of a known phase which is included in the received signal. In the second path search step, respective timings of the path components are detected using an information symbol derived from a signal demodulated according to the timings detected in the first path search step and pilot symbols of a known phase. Accordingly, since respective timings of the path components are detected by searching a path using pilot symbols of known phase, and timings of each path component are detected again using the

information symbol derived from a signal demodulated according to the thus-obtained timings and pilot symbols of a known phase, the path search accuracy can be improved.

[0099] On the other hand, the first and second channel estimating steps include, when estimating channel variation using pilot symbols, respectively, a pilot symbol acquiring step for acquiring pilot symbols of a known phase included in the received signal and a channel estimating step for implementing channel estimation using the acquired pilot symbols. In the second channel estimating step, channel estimation is implemented using information symbols derived from the signal demodulated according to the timings detected in the first channel estimating step and the pilot symbols of a known phase. Thus, by using the information symbols and the pilot symbols of a known phase for channel estimation, channel estimation can be implemented at a high accuracy irrespective of the continuity of the transmission signal.

[0100] It is to be noted that the fed-back information symbols used in path search and channel estimation steps need not be different for path search and channel estimation steps but can be shared, so as to further improve the path search accuracy and the channel estimation accuracy.

[0101] That is to say, path search and channel estimation steps can be recursively implemented by performing the first path search step for detecting respective timings of path components using pilot symbols of a known phase included in the received signal received via the multipath propagation path, performing the first channel estimating step for estimating the channel variation after the first path search step, performing the second path search step for detecting respective timing of path components using information symbols derived from a signal demodulated according to the timings detected in the first path search step and pilot symbols of a known phase, performing the second channel estimating step for implementing channel estimation in which channel variation is estimated using the information symbols derived from a signal demodulated via the first channel estimating step according to the timings detected in the first path search step and pilot symbols of a known phase, and thereafter repeating the second path search step using information symbols demodulated after the second channel estimation step and pilot symbols and the second channel estimation step using information symbols fed back via the decision feedback processor 60 according to the timings detected in the second path search step. Accordingly, since path search and channel estimation are implemented in a recursive manner, in other words mutually complementarily, the path search accuracy and the channel estimation accuracy can be further improved.

[0102] FIG. 2 is a flowchart for explaining process steps carried out by the communication device of the first embodiment. In FIG. 2, at step S1, a received packet signal is stored in a memory. After storing the received packet signal into the memory, path search is implemented using pilot symbols of a known phase, at step S2. After path search, a despreading process and a channel estimation process are applied to the received signal according to receiving timings of the selected path, and then RAKE combining is implemented, at step S3.

[0103] At step S4, the RAKE combined signal is demodulated by coherent detection and then a tentative data decision

of information symbols is implemented. Then, at step S5, the tentative data decision information symbols are modulated and complex conjugate values thereof are fed back for path search. As step 6, path search is implemented using both the pilot symbols and the information symbols using the fact that the phase of the pilot symbols is known and the phase of the information symbols may be known by multiplying them by the fed-back complex conjugate values.

[0104] After path search, at step S7, despreading process and channel estimating process are applied to the received signal at receiving timings of the newly selected path and then RAKE combining is implemented. Then, at step S8, the RAKE combined signal is demodulated by coherent detection.

[0105] At step S9, it is determined whether or not to repeat the path search step, and, if the result of determination is YES, the method returns to step S5 and implements tentative data decision of the information symbols, modulates the tentative data decision information symbols and feedbacks the complex conjugate values thereof for path search. On the other hand, if the result of determination at step S9 is NO, the data decision result is output at step S10, and the process ends.

[0106] As has been described above, path search and channel estimation may be implemented in a recursive manner, in other words mutually complementarily, by performing path search of step S2 and channel estimation of step S7 in the order of the first path search step the first channel estimation step—the second path search step the second channel estimation step—the second path search step—the second channel estimation step—the second path search step—the second channel estimation step—... , so that the path search accuracy and the channel estimation accuracy may be further improved.

[0107] As has been described above, the path search accuracy can be improved by implementing a tentative data decision of the information symbols by implementing path search and channel estimation using the pilot symbols, and then, repeating the path search using the tentative data decision information symbols and the pilot symbols.

[0108] Then, using the path search result of an improved accuracy, a despreading process is implemented again, and the channel estimation process and the RAKE combining process are implemented using the tentative data decision information symbols and the pilot symbols, and the RAKE combined signal is demodulated by coherent detection, thereby, an accuracy of the data decision result can be improved. Also, by feeding back the data decision result of an improved accuracy and by repeating the path search step again, the path search accuracy is improved, and as a result, the data decision result will be further improved. Accordingly, by recursively repeating a sequence of processes of path search, despreading, and channel estimation, both accuracies can be improved in a mutually affecting manner.

[0109] FIG. 3 is a block diagram showing a configuration of a first embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment. The first embodiment of the path search part adopts a first embodiment of a path search method of the present invention and each of the second to seventh embodiments of the path search parts described later adopts second to seventh embodiments of the

path search method of the present invention. In FIG. 3, elements similar to those shown in FIG. 1 are indicated with corresponding reference numerals.

[0110] Referring to FIG. 3, the received packet signal is stored in a memory (not shown), and then, via a terminal 101, supplied to the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3, to the path search part A 120 and to the path search B 130. It is to be noted that, in the present embodiment, a circuit arrangement with three fingers is shown as an example, but in general, there may be any natural number of n-RAKE finger circuits.

[0111] The path search part A 120 implements a despreading process at the multiplier 121 in such a manner that the pilot symbols of the supplied received packet signal are multiplied by the spreading code generated at the spread signal replica generator 122. The despread pilot symbols are cophased and summed at the profile generator 123, and a delay profile is generated.

[0112] The path selector 124 is supplied with the delay profile from the delay profile generator 123 and selects the paths to be RAKE combined. The path selector 124 supplies information of the selected paths to the delay process controller 117 via the switch 118. The switch 118 operates such that it is connected to a terminal (b) side when performing the steps S2 to S4 of FIG. 2 and connected to the terminal (a) side when performing the steps of S5-S9 of FIG. 2.

[0113] The delay process controller 117 controls the timings of despreading processes performed in the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3 based on the timings of the paths selected in the path selector 124. In detail, the delay processors 112-1 to 112-3 serve to delay the supplied received packet signals based on instructions given by the delay process controller 117, and the despreading processes are implemented in the multipliers 114-1 to 114-3 by multiplying the supplied received packet signals by the spread code generated in the spread signal replica generator 116.

[0114] The despread signals are RAKE combined at the RAKE combiner 140. The RAKE combined signal is supplied to the coherent detection part 141 where the signal is demodulated and the tentative data decision of the information symbols is implemented. Thereafter, the tentative data decision information symbols are supplied to the remodulation part 142 for remodulating the information symbols, and the complex conjugate values thereof are fed back to the delay profile generator 133 of the path search part B 130.

[0115] The path search part B 130 despreads the pilot symbols and the information symbols of the received packet signal. As in the case of the path search part A 120, the pilot symbols and the information symbols are despread in the multiplier 131 such that the spread code generated at the spread signal replica generator 132 is multiplied thereto.

[0116] The despread symbols include the pilot symbols wherefrom the modulation components are removed using the fact that the phase is known. On the other hand, the despread symbols include the information symbols which are multiplied by the complex conjugate values fed back from the remodulation part 142 and from which the modulation components are removed. The delay profile generator 133 cophases and sums the values obtained by removing the modulation portions from the despread symbols so as to generate a delay profile.

[0117] The delay profile from the delay profile generator 133 is supplied to the path selector 134 where paths to be RAKE combined are selected. The path selector 134 supplies information related to the selected paths to the delay process controller 117 via the switch 118.

[0118] Based on the timings of the paths selected in the path selector 134, the delay process controller 117 controls the timing of despreading process performed in the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3. In detail, the delay controller 112-1 to 112-3 serve to delay the supplied received packet signals based on instructions given by the delay process controller 117, and the despreading process is implemented in the multipliers 114-1 to 114-3 by multiplying the supplied received packet signals by the spread code generated in the spread signal replica generator 116.

[0119] The despread signals are RAKE combined at the RAKE combiner 140. The RAKE combined signal is supplied to the coherent detection part 141 where the signal is demodulated and the tentative data decision of the information symbols is implemented. The detection output from the coherent detection part 141 is outputted from the terminal 102.

[0120] A sequence of processes implemented in the path search B 130 using the above-mentioned tentative data decision result is repeated recursively for n -times (n : natural number). Thus, by recursively repeating the sequence of processes including path search, despreading and channel estimation, the path search accuracy and the data decision result accuracy can be improved in a mutually affecting manner.

[0121] It is to be noted that in FIG. 3, the spread signal replica generator 122, 132, the delay profile generators 123, 133 and the path selectors 124, 134 are provided as individual elements, but these may be shared.

[0122] FIG. 4 is a block diagram showing a configuration of a second embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment. In FIG. 4, elements similar to those shown in FIG. 3 are indicated with corresponding reference numerals and will not be explained in detail. Referring to FIG. 4, the error correction decoding part and the error correction encoding part 143 corresponds to the error correction decoding part 143-1 and the error correction encoding part 143-2 shown in FIG. 1.

[0123] The configuration of FIG. 4 is characterized in that, particularly, when error correction codes are included in the information symbols, an error correction decoding is implemented on the information symbols obtained by tentative data decision, and then an error correction encoding and remodulation are implemented again, and then fed back to the path search part.

[0124] After tentative data decision of the information symbols by the coherent detection part 141, the tentative data decision information symbols are supplied to the error correction decoding part and error correction encoding part 143, and then error correction decoding is implemented. The information symbols which have experienced error correction decoding is error correction code again and is supplied to the remodulating part 142.

[0125] The remodulating part 132 remodulates the supplied information symbols and feeds back the complex

conjugate values thereof to the delay profile generator 133 of the path search part B 130. Other processes are similar to those of the first embodiment of the path search part, and thus will not be explained in detail.

[0126] As has been describe above, with the error correction decoding part and error correction encoding part, when an error correction code is included in the information symbols, this error correction code can be effectively used for improving a path search accuracy and a data decision result accuracy.

[0127] Referring now to FIGS. 5 to 7, a path search part will be described for a case where a multicarrier transmission system is adopted.

[0128] FIG. 5 is a block diagram showing a configuration of a third embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment. In FIG. 5, elements similar to those shown in FIG. 4 are indicated with corresponding reference numerals and will not be explained in detail. It is to be noted that the configuration of FIG. 5 is adapted to a path search method according to a multicarrier CDMA system having m -subcarriers. With this multicarrier CDMA system, since signals for a plurality of mobile stations are multiplexed by CDMA for each subcarrier, it is necessary to implement path search for each subcarrier.

[0129] Referring to FIG. 5, the received packet signal is stored in a memory (not shown), and then supplied to a multicarrier demodulator 210 via the terminal 101. The multicarrier demodulator 210 resolves the supplied received packet signals into components of each subcarrier, and supplies to the circuits 200-1 to 220-M for each subcarrier component. It is to be noted that the multicarrier demodulator 210 may be realized using elements such as a discrete Fourier transformation device (DFT), fast Fourier transformation device (FFT) and filters.

[0130] The RAKE finger circuits 110-1 to 110-3, the path search part A 120 and the path search part B 130 included in the circuit 200-1 are supplied with signals of predetermined subcarriers from the multicarrier demodulator 210. In the present embodiment, a circuit arrangement with three fingers is shown as an example, but in general, there may be any natural number of RAKE finger circuits.

[0131] The path search part A 120 implements a despreading process at the multiplier 121 in such a manner that the pilot symbols of the supplied received packet signal are multiplied by the spreading code generated at the spread signal replica generator 122. The despread pilot symbols are supplied to the profile generator 123. Similarly, the despread pilot symbols are supplied from circuits 200-1 to 200- m to the profile generator 123.

[0132] The delay profile generator 123 cophases and sums the despread pilot symbols at each circuit 200-1 to 200- m for each subcarrier, and then sums the cophased and summed result for each subcarrier by power-summation, so as to generate a delay profile. The path selector 124 is supplied with the delay profile from the delay profile generator 123 and selects paths to be RAKE combined. The path selector 124 supplies information of the selected paths to a reproducing part 214 via the switch 118.

[0133] The reproducing part 214 reproduces the supplied path information and supplies them to the delay process

controllers 117 of the circuits 200-1 to 200-*m*, respectively. It is to be noted that the switch 118 is connected to a terminal (b) side when performing the steps S2 to S4 of FIG. 2 and connected to the terminal (a) side when performing the steps of S8-S9 of FIG. 2.

[0134] The delay process controller 117 controls the timings of despreading process performed in the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3 based on the timings of the paths selected in the path selector 124. In detail, the delay processors 112-1 to 112-3 serve to delay the supplied signal based on instructions given by the delay process controller 117, and the despreading process is implemented in the multipliers 114-1 to 114-3 by multiplying the supplied received packet signals by the spread code generated in the spread signal replica generator 116.

[0135] The signals which have been RAKE combined in the RAKE combiners 140 included in the circuits 200-1 to 200-*m* are supplied to a parallel-to-serial converter 212, and after being converted into a single sequence, supplied to the coherent detection part 141. The RAKE combined signal is supplied to the coherent detection part 141 where the signal is demodulated and tentative data decision of the information symbols is implemented.

[0136] After implementing tentative data decision of the information symbols by the coherent detection part 141, the tentative data decision information symbols are supplied to the error correction decoder and error correction encoder 143 where error correction decoding is implemented. Then, the error correction decoded information symbols are error correction coded again, and then supplied to the remodulating part 142. Then, the remodulating part 142 remodulates the supplied information symbols and feeds back the complex conjugate values thereof to the delay profile generator 133 of the path search part B 130.

[0137] It is to be noted that when error correction codes are not included in the information symbols, as in the first embodiment of the path search part, the tentative data decision information symbols may be remodulated and the complex conjugate values thereof may be fed back to the delay profile generator 133 of the path search part B 130.

[0138] The path search part B 130 implements a despreading process of pilot symbols and information symbols of a signal supplied for each subcarrier. As in the case of the path search part A 120, the despreading process is implemented by multiplying the pilot symbols and the information symbols of the supplied signal by a spread code generated at the spread signal replica generator 132.

[0139] The despreading symbols include the pilot symbols wherefrom the modulation components are removed using the fact that the phase is known. On the other hand, the despreading symbols include the information symbols which are multiplied by the complex conjugate values fed back from the remodulation part 142 and from which the modulation components are removed. The delay profile generator 133 cophases and sums the values obtained by removing the modulation portions from the despreading symbols for each subcarrier and then sums the cophased and summed results for each subcarrier by power-summation so as to generate a delay profile.

[0140] The path selector 134 is supplied with the delay profile from the delay profile generator 133 and selects paths

to be RAKE combined. The path selector 134 supplies information of the selected paths to a reproducing part 214 via the switch 118. The reproducing part 214 reproduces the supplied path information and supplies them to the delay process controllers 117 of the circuits 200-1 to 200-*m*, respectively.

[0141] The delay process controller 117 controls the timings of despreading process performed in the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3 based on the timings of the paths selected in the path selector 134. In detail, the delay processors 112-1 to 112-3 serve to delay the supplied signal based on instructions given by the delay process controller 117, and the despreading process is implemented in the multipliers 114-1 to 114-3 by multiplying the supplied signals by the spread code generated in the spread signal replica generator 116. The despreading signals are RAKE combined at the RAKE combiner 140.

[0142] The signals which have been RAKE combined in the RAKE combiners 140 included in the circuits 200-1 to 200-*m* are supplied to a parallel-to-serial converter 212, and after being converted into a single sequence, supplied to the coherent detection part 141. The RAKE combined signal is supplied to the coherent detection part 141 where the signal is demodulated and then the tentative data decision of the information symbols is implemented.

[0143] A process sequence described above performed in the path search part B 130 using the tentative data decision result is recursively repeated for *n*-cycles (*n*: natural number). Thus by recursively repeating a process sequence including path search, despreading and channel estimation, a path search accuracy and an accuracy of data decision can be improved in a mutually affecting manner in a multicarrier CDMA system.

[0144] FIG. 6 is a block diagram showing a configuration of a fourth embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment. In FIG. 6, elements similar to those shown in FIG. 5 are indicated with corresponding reference numerals and will not be explained in detail. The configuration of FIG. 6 is characterized in that the path search part B 130 implements despreading processes of pilot symbols and information symbols for each subcarrier, and implements delay profile generation and path selection.

[0145] The path selector 124 supplies information of the selected paths to a reproducing part 214. The reproducing part 214 reproduces the supplied path information and supplies them to the switches 118 of the circuits 200-1 to 200-*m*, respectively. It is to be noted that the switches 118 are connected to a terminal (b) side when performing the steps S2 to S4 of FIG. 2 and connected to the terminal (a) side when performing the steps of S8-S9 of FIG. 2.

[0146] In the present embodiment, a process similar to a process performed in the fourth embodiment of the path search part is implemented and the information symbols error correction coded again are supplied to the remodulating part 142. The remodulating part 142 remodulates the supplied information symbols and supplies complex conjugate values thereof to a serial-to-parallel converter 216. The serial-to-parallel converter 216 converts the supplied complex conjugate values to a plurality of sequences, and then feeds back the converted complex conjugate values to the delay profile generator 133 of the circuits 200-1 to 200-*m*, respectively.

[0147] The path search part B 130 despreads the pilot symbols and the information symbols of the supplied signal for each subcarrier. As in the case of the path search part A 120, the despreading processes are implemented in the multipliers 131 included in the circuits 200-1 to 200-m, respectively, such that the pilot symbols and the information symbols of the supplied signal are multiplied by the spread code generated at the spread signal replica generator 132.

[0148] The despread symbols include the pilot symbols wherefrom the modulation components are removed using the fact that the phase is known. On the other hand, the despread symbols include the information symbols which are multiplied by the complex conjugate values fed back from the remodulation part 142 and from which the modulation components are removed. The delay profile generator 133 cophases and sums the values obtained by removing the modulation portions from the despread symbols so as to generate a delay profile.

[0149] The path selectors 134 included in the circuits 200-1 to 200-m, respectively, are supplied with the delay profile from the delay profile generator 133 and select paths to be RAKE combined. The path selectors 134 supply information of the selected paths to the delay process controllers 177 via the switches 118.

[0150] Accordingly, since path information for each subcarrier are individually supplied to the delay process controllers 177, the timings of the despreading processes performed in the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3 can be controlled for each subcarrier.

[0151] A process sequence described above performed in the path search part B 130 using the tentative data decision result is recursively repeated for n-cycles (n: natural number). Thus by recursively repeating a process sequence including path search, despreading and channel estimation, a path search accuracy and an accuracy of data decision can be improved in a mutually affecting manner in a multicarrier CDMA system.

[0152] FIG. 7 is a block diagram showing a configuration of a fifth embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment. In FIG. 7, elements similar to those shown in FIG. 6 are indicated with corresponding reference numerals and will not be explained in detail. The configuration of FIG. 7 is characterized in that the path search part A 120 and the path search part B 130 implement despreading processes of pilot symbols and informations symbol for each subcarrier.

[0153] When the despread pilot symbols are supplied, the profile generators 123 included in the circuits 200-1 to 200-m, respectively, implement cophasing and summing of the despread pilot symbols for each subcarrier, so as to generate a delay profile. The path selectors 124 included in the circuits 200-1 to 200-m, respectively, are supplied with the delay profiles from the delay profile generator 123 and select paths to be RAKE combined. The path selector 124 supplies information of the selected paths to the delay process controllers 117 via the switch 118.

[0154] Accordingly, since the path information for each subcarrier are individually supplied to the delay controllers 117, the timings of the despreading processes performed in the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3 can be controlled for each subcarrier.

[0155] A process sequence described above performed in the path search part B 130 using the tentative data decision result is recursively repeated for n-cycles (n: natural number). Thus by recursively repeating a process sequence including path search, despreading and channel estimation, a path search accuracy and an accuracy of data decision can be improved in a mutually affecting manner in a multicarrier CDMA system.

[0156] FIG. 8 is a block diagram showing a configuration of a sixth embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment. It is to be noted that, in FIG. 8, the path search part 120, the structures of the path search part B 130 and a RAKE fingers and RAKE combiner 220 are illustrated in a simplified manner, these may be realized as, for example, the configuration shown in FIG. 4. The RAKE fingers and RAKE combiner 220 corresponds to the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3 and the RAKE combiner 140. Also, in FIG. 8, elements similar to those shown in FIG. 3 are indicated with corresponding reference numerals and will not be explained in detail.

[0157] The remodulating part 142 remodulates the supplied information symbols and supplies complex conjugate values thereof to a decision feedback symbol selecting part 222. The decision feedback symbol selecting part 222 selects k symbols ($k \leq N_d$; k: natural number) out of the supplied N_d symbols (N_d : natural number), and feeds back complex conjugate values thereof to the path search part B 130.

[0158] Accordingly, the decision feedback symbol selecting part 222 may select and feed back any successive k parts, may select and feed back any discrete k or may select and feed back all ($k = N_d$) of the N_d remodulated information symbols.

[0159] Also, when selecting k symbols, the symbols may be ranked in accordance with the reliability of the received symbols and may select and feed back in a descending order of the reliability, or may feed back after weighting the symbols in accordance with the reliability. For example, reception power of the received symbols may be used as the reliability of the received symbols.

[0160] As one embodiment, the reception power of the received symbols may be derived by multiplying the RAKE combined received symbols by the complex conjugate values of the tentative data decision result obtained from a demodulation process and squaring the value obtained by the multiplication.

[0161] As another embodiment, the reliability of the received symbols may be obtained using a desired signal power versus interference-plus-noise power ratio of the received symbols. One configuration for realizing this embodiment is a configuration shown in FIG. 9. FIG. 9 is a block diagram showing a configuration for deriving the desired signal power versus interference-plus-noise power ratio.

[0162] The desired signal power can be approximated by multiplying the RAKE combined received symbol by the complex conjugate values of the tentative data decision result of the tentative data decision part 230 and squaring the value obtained by the multiplication using a square multiplier 232. Also, the interference-plus-noise power may be approximated at each RAKE finger circuits using a square

multiplier 240 by squaring the RAKE combined pilot symbols in the square multiplier 234 and squaring the sum of an average value obtained by averaging the result of the square multiplier 234 in an averaging part 236 and a squared value of a channel variation estimate value.

[0163] FIG. 10 is a block diagram showing a configuration of a seventh embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment. In FIG. 10, elements similar to those shown in FIG. 8 are indicated with corresponding reference numerals and will not be explained in detail.

[0164] The configuration of FIG. 10 is characterized in that the error correction decoding part and the error correction encoding part 143 is provided between the coherent detection part 141 and the remodulating part 142. That is to say, according to the configuration of FIG. 10, when the information symbols include error correction codes, the information symbols obtained by tentative data decision are error correction decoded, error correction coded again, remodulated, and fed back. It is to be noted that, in FIG. 10, the structure of each part is illustrated in a simplified manner, but these may be realized as, for example, the configuration shown in FIG. 4.

[0165] The reliability of the received symbols may be obtained from the above-described reception power of the information symbols and the desired signal power versus interference-plus-noise power ratio or may be based on the likelihood ratio of the received signal used for error correction decoding. For example, when a convolution code is used as the error correction code, a value of a path metric calculated in a procedure of Viterbi decoding may be used as the reliability of the received signal.

[0166] As has been described above, with the present embodiment, since the timings of respective path components are detected by implementing path search of pilot symbols of a known phase, and the timings of respective path components are detected again using information symbols derived from the decoded signal according to thus-obtained timings and the pilot symbols, a path search accuracy can be improved.

[0167] Also, when demodulation is implemented again using the path search result of an improved accuracy, a data decision result accuracy can be improved. Further, when path search is repeated again by feeding back the data decision result of an improved accuracy, a path search accuracy is further improved and as a result the data decision result can be further improved.

[0168] FIG. 11 is a block diagram showing a configuration of a first embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment. The first embodiment of the channel estimation part adopts a first embodiment of a channel estimation method of the present invention and each of the second to eleventh embodiments of the channel estimation parts described later adopts second to eleventh embodiments of the channel estimation method of the present invention.

[0169] With the configuration shown in FIG. 11, when a communication is made between a base station and a mobile station using a packet wireless access system, channel variation experienced by a received packet signal is estimated, the channel variation is compensated and then detected.

[0170] In FIG. 11, the received packet signal is supplied to a delay part 212 or to a channel estimating part 214 via a switch 210. The channel variation estimating part 214 corresponds to the channel estimating parts A 20-1 to 20-3 and channel estimating parts 30-1 to 30-3 shown in FIG. 1. The switch 210 is switched between the terminal (a) side or to the terminal (b) side so as to separate a pilot symbol $r_p(i)$ and an information symbol $r_d(i)$ of the received packet signal. Note that the letter i of the pilot symbol $r_p(i)$ is a natural number, and may vary up to the number of symbols of a pilot symbol, N_p . Also, the letter i of the information symbol $r_d(i)$ is a natural number, and may vary up to the number of symbols of an information symbol, N_d .

[0171] The channel variation estimating part 214 implements channel estimation using the supplied pilot symbol $r_p(i)$ and supplies complex conjugate values $\xi_p(i)$ of the channel estimation value to the channel variation compensation part 216. Note that the letter i of the complex conjugate values $\xi_p(i)$ is a natural number, and may vary up to the number of symbols of a pilot symbol, N_p . On the other hand, the delay part 212 delays the supplied information symbol $r_d(i)$ and supplies an information symbol $r_d(i)$ to the channel variation compensation part 216.

[0172] The channel variation compensation part 216 compensates for the channel variation by multiplying the corresponding position of the supplied information symbol $r_d(i)$ by the complex conjugate values $\xi_p(i)$ and supplies the compensated information symbol $r'_d(i)$ to a coherent detection part 218. The coherent detection part 218 corresponds to the coherent detection part 141 shown in FIG. 1. The coherent detection part 218 implements absolute coherent detection of the information symbol $r'_d(i)$ and outputs the data decision result.

[0173] FIG. 12 is a diagram showing a structure of a packet wherein pilot symbols are inserted. In FIG. 12, a packet includes a time multiplexed pilot symbols inserted therein. The pilot symbols may be inserted at any position, may be arranged in a temporally continuous manner, and may be arranged in a discrete manner. Also, any number of insertions of pilot symbols may be implemented.

[0174] When the packet shown in FIG. 12 is received, according to the configuration shown in FIG. 11, the received packet signal is temporally separated into the pilot symbols $r_p(i)$ and the information symbols $r_d(i)$ by switching the switch 210. The channel variation estimating part 214 estimates an amount of channel variation using the pilot symbols $r_p(i)$. The channel variation compensating part 216 compensates for the channel variation in accordance with the amount of channel variation. Accordingly, the coherent detection part 218 implements absolute coherent detection of the channel variation compensated information symbols $r'_d(i)$ and outputs the data decision result.

[0175] FIG. 13 is a diagram showing another structure of a packet wherein pilot symbols are inserted. In FIG. 13, a packet includes code multiplexed pilot symbols inserted therein. The pilot symbols may be arranged in a temporally continuous manner and may be arranged in a discrete manner. Also, any number of insertions of pilot symbols may be implemented.

[0176] When the packet shown in FIG. 13 is received, according to the configuration shown in FIG. 11, the code-

multiplexed pilot symbols are separated into the pilot symbols $r_p(i)$ and the information symbols $r_d(i)$ by a despreading process. The channel variation estimating part 214 estimates an amount of channel variation using the pilot symbols $r_p(i)$. The channel variation compensating part 216 compensates for the channel variation in accordance with the amount of channel variation. Accordingly, the coherent detection part 218 implements absolute coherent detection of the channel variation compensated information symbols $r'_d(i)$ and outputs the data decision result.

[0177] FIG. 14 is a block diagram showing a configuration of a second embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment.

[0178] With the configuration shown in FIG. 14, when a communication is made between a base station and a mobile station using a packet wireless access system, channel variation experienced by a received packet signal is estimated, the channel variation is compensated and then detected. It is to be noted that the received packet in a packet in which time- or code-multiplexed pilot symbol is inserted in k-packets (k: natural number) transmitted from the same transmitter.

[0179] In FIG. 14, the received packet signal is supplied to the delay part 212 or to a channel estimating part 220 via the switch 210. The channel variation estimating part 220 corresponds to the channel estimating parts A 20-1 to 20-3 and channel estimating parts 30-1 to 30-3 shown in FIG. 1. The switch 210 is switched between the terminal (a) side or to the terminals (b1 to bn) side so as to separate pilot symbols $r_p(i)$, $r_{p,2}(i)$, $r_{p,k-1}(i)$ and information symbols $r_d(i)$ of the received packet signal. Note that the letter i of the pilot symbols $r_p(i)$, $r_{p,2}(i)$, $r_{p,k-1}(i)$ is a natural number, and may vary up to the number of symbols of a pilot symbol, N_p . Also, the letter i of the information symbol $r_d(i)$ is a natural number, and may vary up to the number of symbols of an information symbol, N_d .

[0180] The channel variation estimating part 214 implements channel estimation using the supplied pilot symbols $r_p(i)$, $r_{p,2}(i)$, $r_{p,k-1}(i)$ and supplies complex conjugate values $\bar{r}_{p,i}(i)$ of the channel estimation value to the channel variation compensation part 216. Note that the letter i of the complex conjugate values $\bar{r}_{p,i}(i)$ is a natural number, and may vary up to the number of symbols of a pilot symbol, N_p . On the other hand, the delay part 212 delays the supplied information symbol $r_d(i)$ and supplies the information symbol $r_d(i)$ to the channel variation compensation part 216.

[0181] The channel variation compensation part 216 compensates for the channel variation by multiplying the corresponding position of the supplied information symbol $r_d(i)$ by the complex conjugate values $\bar{r}_{p,i}(i)$ and supplies the compensated information symbols $r'_d(i)$ to the coherent detection part 218. The coherent detection part 218 implements absolute coherent detection of the information symbols $r'_d(i)$ and outputs the data decision result.

[0182] FIGS. 15 and 16 are diagrams showing other structures of the present embodiment of a packet wherein pilot symbols are inserted. In FIGS. 15 and 16, time- or code-multiplexed pilot symbols are inserted in k-packets (k: natural number) transmitted from the same transmitter. In this case, pilot symbols included in each packet are extracted and the extracted pilot symbols are combined so as to implement channel estimation.

[0183] FIG. 15 shows a structure similar to the packet of FIG. 12 in which the pilot symbols are time-multiplexed. Also, FIG. 16 shows a structure similar to the packet of FIG. 13 in which the pilot symbols are code-multiplexed.

[0184] When the packets shown in FIG. 15 are received, according to the configuration shown in FIG. 14, the packets are temporally separated into the pilot symbols $r_p(i)$, $r_{p,2}(i)$, $r_{p,k-1}(i)$ and the information symbols $r_d(i)$ by switching the switch 210. The channel variation estimating part 220 estimates an amount of channel variation using the pilot symbols $r_p(i)$, $r_{p,2}(i)$, $r_{p,k-1}(i)$. The channel variation compensating part 216 compensates for the channel variation in accordance with the amount of channel variation. Accordingly, the coherent detection part 218 implements absolute coherent detection of the channel variation compensated information symbols $r'_d(i)$ and outputs the data decision result.

[0185] When the packet shown in FIG. 16 is received, the code-multiplexed pilot symbols are separated into the pilot symbols $r_p(i)$, $r_{p,2}(i)$, $r_{p,k-1}(i)$ and the information symbols $r_d(i)$ by a despreading process. The channel variation estimating part 210 estimates an amount of channel variation using the pilot symbols $r_p(i)$, $r_{p,2}(i)$, $r_{p,k-1}(i)$. The channel variation compensating part 216 compensates for the channel variation in accordance with the amount of channel variation. Accordingly, the coherent detection part 218 implements absolute coherent detection of the channel variation compensated information symbols $r'_d(i)$ and outputs the data decision result.

[0186] FIG. 17 is a block diagram showing a configuration of a third embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment.

[0187] With the configuration shown in FIG. 17, when a communication is made between a base station and a mobile station using a packet wireless access system, channel variation experienced by a received packet signal is estimated using pilot symbols applied in the common control channel, the channel variation is compensated and then detected.

[0188] A mobile communication system is generally provided with a common control channel for announcing various control signals from a base station to mobile stations. Therefore, packets with pilot symbols multiplexed therewith may be transmitted from the base station to the mobile stations via the common control channel.

[0189] In FIG. 17, the received packet signal transmitted from a base station to a mobile station is separated into pilot symbols $c_p(i)$ and information symbols $r_d(i)$ multiplexed in the common control channel at the mobile station, and supplied to the channel variation compensating part 216 or the channel variation estimating part 222. The channel variation estimating part 222 corresponds to the channel estimating parts A 20-1 to 20-3 and the channel estimating parts B 30-1 to 30-3 shown in FIG. 1. Note that the letter i of a pilot symbol $c_p(i)$ is a natural number, and may vary up to the number of symbols of a pilot symbol, $N_{p,c}$. Also, the letter i of an information symbol $r_d(i)$ is a natural number, and may vary up to the number of symbols of an information symbol, N_d .

[0190] The channel variation estimating part 222 implements channel estimation using the supplied pilot symbols

$c_p(i)$ and supplies complex conjugate values $\xi_d(i)$ of the channel estimation value to the channel variation compensation part 216. Note that the letter i of the complex conjugate values $\xi_d(i)$ is a natural number, and may vary up to the number of symbols of a pilot symbol, N_p .

[0191] The channel variation compensation part 216 compensates for the channel variation by multiplying the corresponding position of the supplied information symbols $r_d(i)$ by the complex conjugate values $\xi_d(i)$ and supplies the compensated information symbols $r'_d(i)$ to a coherent detection part 218. The coherent detection part 218 implements absolute coherent detection of the supplied information symbols $r'_d(i)$ and outputs the data decision result.

[0192] FIGS. 18 and 19 are diagrams showing other structures of the present embodiment of a packet wherein pilot symbols are inserted. In FIGS. 18 and 19, time- or code-multiplexed pilot symbols are inserted in the common control channel of the packets transmitted from the base station to the mobile station. In this case, pilot symbols included in the common control channel of each packet are extracted and the extracted pilot symbols are combined so as to implement channel estimation.

[0193] FIG. 18 shows a structure similar to the packet of FIG. 12 in which the pilot symbols are time-multiplexed in the common control channel. Also, FIG. 19 shows a structure similar to the packet of FIG. 13 in which the pilot symbols are code-multiplexed in the common control channel.

[0194] When the packets shown in FIG. 18 are received, according to the configuration shown in FIG. 17, the packets are temporally separated into the pilot symbols $c_p(i)$ and the information symbols $r_d(i)$. The channel variation estimating part 222 estimates an amount of channel variation using the pilot symbols $r_p(i)$. The channel variation compensating part 216 compensates for the channel variation in accordance with the amount of channel variation. Accordingly, the coherent detection part 218 implements absolute coherent detection of the channel variation compensated information symbols $r'_d(i)$ and outputs the data decision result.

[0195] When the packet shown in FIG. 19 is received, the code-multiplexed pilot symbols are separated into the pilot symbols $c_p(i)$ and the information symbols $r_d(i)$ by a despreading process. The channel variation estimating part 222 estimates an amount of channel variation using the pilot symbols $c_p(i)$. The channel variation compensating part 216 compensates for the channel variation in accordance with the amount of channel variation. Accordingly, the coherent detection part 218 implements absolute coherent detection of the channel variation compensated information symbols $r'_d(i)$ and outputs the data decision result.

[0196] FIG. 20 is a block diagram showing a configuration of a fourth embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment.

[0197] With the configuration shown in FIG. 20, when a communication is made between a base station and a mobile station using a packet wireless access system, channel variation experienced by a received packet signal is estimated using pilot symbols applied in the common control channel, the channel variation is compensated and then detected.

[0198] In FIG. 20, the received signal including the received packet signal and the common control channel are supplied to a delay part 212 or to a channel estimating part 224 via the switch 210. The channel variation estimating part 224 corresponds to the channel estimating parts A 20-1 to 20-3 and channel estimating parts 30-1 to 30-3 shown in FIG. 1. The switch 210 is switched between the terminal (a) side or to the terminals (b1 and b2) side so as to separate pilot symbols $r_p(i)$, information symbols $r_d(i)$ and pilot symbols $c_p(i)$ multiplexed with the common control channel of the received packet signal.

[0199] The channel variation estimating part 224 implements channel estimation using the supplied pilot symbols $r_p(i)$ and $c_p(i)$ and supplies complex conjugate values $\xi_d(i)$ of the channel estimation value to the channel variation compensation part 216. Note that the letter i of the complex conjugate values $\xi_d(i)$ is a natural number, and may vary up to the number of symbols of a pilot symbol, N_p . On the other hand, the delay part 212 delays the supplied information symbols $r_d(i)$ and supplies the information symbols $r'_d(i)$ to the channel variation compensation part 216.

[0200] The channel variation compensation part 216 compensates for the channel variation by multiplying the corresponding position of the supplied information symbol $r_d(i)$ by the complex conjugate values $\xi_d(i)$ and supplies the compensated information symbol $r'_d(i)$ to the coherent detection part 218. The coherent detection part 218 corresponds to the coherent detection part 141 shown in FIG. 1. The coherent detection part 218 implements absolute coherent detection of the information symbol $r'_d(i)$ and outputs the data decision result.

[0201] FIG. 21 is a block diagram showing a configuration of a fifth embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment.

[0202] With the configuration shown in FIG. 21, when a communication is made between a base station and a mobile station using a packet wireless access system, channel variation experienced by a received packet signal is estimated using pilot symbols applied in the common control channel and pilot symbols of the received packet, the channel variation is compensated and then detected. It is to be noted that the time- or code-multiplexed pilot symbols are inserted in k -packets (k : natural number) transmitted from the same transmitter.

[0203] In FIG. 21, the received signal including the received packet signal and the common control channel are supplied to the delay part 212 or to a channel estimating part 226 via the switch 210. The channel variation estimating part 226 corresponds to the channel estimating parts A 20-1 to 20-3 and channel estimating parts 30-1 to 30-3 shown in FIG. 1. The switch 210 is switched between the terminal (a) side or to the terminals (b1 to bn) side so as to separate pilot symbols $r_p(i)$, $r_{p,k}(i)$, $r_{p,k-1}(i)$, information symbols $r_d(i)$ and the pilot symbols multiplexed with the common control channel, $c_p(i)$ of the received packet signal.

[0204] The channel variation estimating part 226 implements channel estimation using the supplied pilot symbols $r_p(i)$, $r_{p,k}(i)$, $r_{p,k-1}(i)$ and $c_p(i)$ and supplies complex conjugate values $\xi_d(i)$ of the channel estimation value to the channel variation compensation part 216. Note that the letter i of the complex conjugate values $\xi_d(i)$ is a natural number,

and may vary up to the number of symbols of a pilot symbol, N_p . On the other hand, the delay part 212 delays the supplied information symbols $r_d(i)$ and supplies the information symbols $r_d(i)$ to the channel variation compensation part 216.

[0205] The channel variation compensation part 216 compensates for the channel variation by multiplying the corresponding position of the supplied information symbols $r_d(i)$ by the complex conjugate values $\xi_{n,i}(i)$ and supplies the compensated information symbols $r_{d,i}(i)$ to the coherent detection part 218. The coherent detection part 218 implements absolute coherent detection of the information symbols $r_{d,i}(i)$ and outputs the data decision result.

[0206] FIG. 22 is a block diagram showing a configuration of a sixth embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment.

[0207] With the configuration shown in FIG. 22, when a communication is made between a base station and a mobile station using a packet wireless access system, a process of estimating channel variation experienced by a received packet signal, compensating and detecting the channel variation is repeatedly implemented through a feedback loop.

[0208] In FIG. 22, the received packet signal is separated into pilot symbols $r_p(i)$ and information symbols $r_d(i)$ and the information symbols $r_d(i)$ are supplied to the delay parts 230 and 238 and the pilot symbol $r_p(i)$ are supplied to the channel variation estimating part A 232 and the delay part 240. The channel variation estimating part A 232 and the channel variation estimating part B 246 correspond to the channel estimating parts A 20-1 to 20-3 and the channel estimating parts B 30-1 to 30-3, respectively.

[0209] The channel variation estimating part A 232 implements channel estimation using the supplied pilot symbol $r_p(i)$ and supplies complex conjugate values $\xi_{n,i}(i)$ of the channel estimation value to a channel variation compensation part 234. Note that the letter i of the complex conjugate values $\xi_{n,i}(i)$ is a natural number, and may vary up to the number of symbols of a pilot symbol, N_p . Also, methods similar to those of various embodiments of the channel estimating part described above may be used as a channel estimating method using a pilot symbol.

[0210] On the other hand, the delay part 230 delays the supplied information symbols $r_d(i)$ and supplies the information symbols $r_d(i)$ to the channel variation compensation part 234. The channel variation compensation part 234 compensates for the channel variation by multiplying the corresponding position of the supplied information symbols $r_d(i)$ by the complex conjugate values $\xi_{n,i}(i)$ and supplies the compensated information symbols $r_{d,i}(i)$ to a coherent detection part 236. The coherent detection part 236 implements absolute coherent detection of the supplied information symbols $r_{d,i}(i)$ and outputs the data decision result.

[0211] The coherent detection part 236 supplies the tentative data decision information symbol to the modulator 244. The modulator 244 modulates the supplied information symbol $r_d(i)$ again and supplies the complex conjugate values $x_d(i)$ of the sequence to the multiplier 242. On the other hand, the delay part 238 delays the supplied information symbols $r_d(i)$ and supplies the information symbols $r_d(i)$ to the multiplier 242.

[0212] The multiplier 242 multiplies the corresponding position of the supplied information symbol $r_d(i)$ by com-

plex conjugate values $x_d(i)$ of the sequence, so as to generate an information symbol sequence $y_d(i)$ wherefrom the modulation components are removed. The multiplier 242 supplies the generated information symbol sequence $y_d(i)$ to the channel variation estimating part B 246. Also, the delay part 240 delays the supplied pilot symbol $r_p(i)$ and supplies its information symbol $r_p(i)$ to the channel variation compensation part B 246.

[0213] The channel variation estimation part B 246 implements channel estimation again using the supplied pilot symbol $r_p(i)$ and the information symbol sequence $y_d(i)$ wherefrom the modulation components are removed. Complex conjugate values $\xi_{n,i}(i)$ of the thus-derived channel estimation values are supplied to the channel variation compensating part 234 again.

[0214] The channel variation compensating part 234 compensates for the channel variation by multiplying the corresponding position of the supplied information symbol $r_d(i)$ by the complex conjugate values $\xi_{n,i}(i)$ and supplies the compensated information symbol $r_{d,i}(i)$ to a coherent detection part 236. The coherent detection part 236 implements absolute coherent detection of the supplied information symbol $r_{d,i}(i)$ and outputs the data decision result.

[0215] The data decision information symbol may be directly output as a detection output or may be fed back to the channel variation estimating part B 246 via the modulator 244 and the multiplier 242 again so as to repeat the process sequence for n -cycles (n : natural number).

[0216] FIG. 23 is a block diagram showing a configuration of a seventh embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment. In FIG. 23, elements similar to those shown in FIG. 22 are indicated with corresponding reference numerals.

[0217] The configuration shown in FIG. 23 is characterized in that a weight generator 248 is provided between the modulator 244 and the multiplier 242. The multiplier 244 remodulates the supplied information symbol and supplies complex conjugate values $x_d(i)$ of the sequence to the weight generator 248. The weight generator 248 implements weighting on the supplied complex conjugate values $x_d(i)$.

[0218] For example, the weight generator 248 outputs a weighting value $w_d(i)$ in accordance with the condition when the information symbol is received. As an example of the weighting value $w_d(i)$ to be outputted, it is possible to use a value proportional to a value of the received signal power of the received symbol derived by squaring a value of the channel variation compensated received symbol sequence $x_d(i)$.

[0219] A value proportional to the desired signal power versus interference power ratio for each received symbol may also be used as the weighting values $w_d(i)$. In order to derive the desired signal power versus interference power ratio, for example, using reception power of the information symbol as the desired signal power, a calculation is performed to derive a squared value of a difference between the channel variation compensated received symbol $x_d(i)$ and a squared value of its channel estimation value, and then an average value taken over N_d symbols is used as an interference signal.

[0220] Further, by controlling the weighting controller 248, it is possible to control an amount of the complex

conjugate values $x_d(i)$ to be fed back. For example, the information symbol having a weighting values of "0" will not be fed back. It is to be noted that other processes are similar to the processes of FIG. 22, and therefore will not be explained in detail.

[0221] FIG. 24 is a block diagram showing a configuration of an eighth embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment. In FIG. 24, elements similar to those shown in FIG. 22 are indicated with corresponding reference numerals and will not be explained in detail.

[0222] The configuration of FIG. 24 is characterized in that an error correction decoder and error correction encoder 250 is provided between the coherent detection part 236 and the modulator 244. The error correction decoder and error correction encoder 250 corresponds to the error correction decoder 143-1 and the error correction encoder 143-2 shown in FIG. 1. The coherent detection part 236 implements absolute coherent detection of the supplied information symbol $r_d(i)$ and implements tentative data decision of the information symbol.

[0223] The coherent detection part 236 supplies the tentative data decision information symbol to the error correction decoder and error correction encoder 250. When the supplied information symbol is error correction coded, the error correction decoder and error correction encoder 250 implements error correction decoding and then error correction encoding is implemented again. The modulator 244 modulates the error correction coded information symbol again and supplies the conjugate values $x_d(i)$ of the sequence to the multiplier 242. The modulator 244 corresponds to the remodulating part 143 shown in FIG. 1. Other process will not be described here.

[0224] FIG. 25 is a block diagram showing a configuration of a ninth embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment. In FIG. 25, elements similar to those shown in FIGS. 23 and 24 are indicated with corresponding reference numerals and will not be explained in detail.

[0225] The configuration of FIG. 25 is characterized in that the error correction decoder and error correction encoder 250 is provided between the coherent detection part 236 and the modulator 244 and the weighting generator 248 is provided between the modulator 244 and the multiplier 242. The weighting generator 248 may use the weighting method explained with reference to FIG. 23 or may use the reliability of the received symbol obtained while decoding the error correction code. As the reliability information, if it is a convolutional code, a value of a path metric calculated in a procedure of Viterbi decoding may be used. Also, an operation of the weighting generator 248 and the error correction decoder and error correction encoder 250 used in the configuration of FIG. 22 will not be explained here, since an explanation has been made with reference to FIGS. 23 and 24.

[0226] Also, as has been described above, a feedback path of the information symbol to the channel variation estimation part B 246 of FIGS. 23 to 25 and a feedback path of the information symbol to the path search parts B 130 of FIGS. 8 to 10 may be shared using a configuration such as that shown in FIG. 1.

[0227] Referring now to FIGS. 26 to 29, the channel estimation part will be described for a case where a multicarrier transmission system is adopted.

[0228] FIG. 26 is a block diagram showing a configuration of a tenth embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment. The configuration of FIG. 26 is a configuration where the eighth embodiment of the channel estimation part is applied particularly in a case where communication is made between a base station and a mobile station using a multicarrier transmission system transmitting information using a plurality of subcarriers.

[0229] In order to implement coherent detection in a multicarrier transmission system, it is necessary to implement channel estimation for each subcarrier. Accordingly, the received packet signal is supplied to a serial-to-parallel converter 260, resolved into components of respective subcarriers and serial-to-parallel converted. Therefore, the serial-to-parallel converter 260 resolves the supplied received packet signal into sequence for each subcarrier and supplies them to the channel estimating part and coherent detection parts 262-1 to 262-n of the subcarriers.

[0230] Channel estimation may be applied to each sequence of the subcarrier in accordance with the configuration shown in FIG. 27. FIG. 27 is a block diagram showing a configuration of a channel estimation part implemented for each of the subcarrier sequence in the tenth embodiment of the channel estimation part. In FIG. 27, elements similar to those shown in FIG. 22 are indicated with corresponding reference numerals and will not be explained in detail.

[0231] Firstly, the channel variation estimating part A 232 implements channel estimation using pilot symbols. The channel estimation method using the pilot symbols may be a method adopted in either one of the first to fifth embodiments of the channel estimating part described above. Next, the channel variation compensation part 234 compensates for the channel variation by multiplying the complex conjugate values $\bar{x}_{s,k,d}(i)$ of the derived channel estimation value by the corresponding information symbols $r_{s,k,d}(i)$, the coherent detection part 236 implements an absolute coherent detection and tentative data decision is implemented on the information symbols. The tentative data decision information symbols are supplied to a parallel-to-serial converter 264.

[0232] The parallel-to-serial converter 264 converts the supplied plurality of sequences of subcarriers in to a single sequence by parallel-to-serial conversion, and supplies the obtained single sequence to an error correction decoder and error correction encoder 266. The error correction decoder and error correction encoder 266 performs error correction decoding on the supplied single sequence and outputs the obtained sequence to the modulator 268.

[0233] At the modulator 268, the supplied single sequence is error correction coded again, modulated, and supplied to a serial-to-parallel converter 270. The serial-to-parallel converter 270 performs serial-to-parallel conversion on the supplied single sequence of complex conjugate values $\bar{x}_{s,k,d}(i)$, separates the supplied single sequence into respective sequences of the subcarriers and feeds back to the channel estimating part and coherent detection parts 262-1 to 262-n of the subcarriers.

[0234] The multipliers 242 of the channel estimating part and coherent detection parts 262-1 to 262-*n* of the subcarriers multiply the received symbol by the fed back complex conjugate values $x_{k,d}(i)$, so as to generate information symbols $y_{k,d}(i)$ wherefrom the modulation components are removed.

[0235] The channel variation estimation part B 246 is supplied with the information symbols $y_{k,d}(i)$ wherefrom the modulation components are removed and the pilot symbols, and implements channel estimation again. The channel variation estimation part B 246 supplies the complex conjugate values $\hat{\xi}_{B,k,d}(i)$ of the thus-derived channel estimation values to the channel variation compensating part 234. The channel variation compensating part 234 compensates for the channel variation by multiplying the information symbol $r_{k,d}(i)$ by the complex conjugate values $\hat{\xi}_{B,k,d}(i)$ and the data decision result is obtained by implementing absolute coherent detection at the coherent detection part 236.

[0236] The data decision information symbol may be directly outputted as a detection output or may be fed back to the channel variation estimating part B 246 so as to repeat the channel estimation and absolute coherent detection process sequence for *n*-cycles (*n*: natural number).

[0237] FIG. 28 is a block diagram showing a configuration of an eleventh embodiment of a channel estimation part of a communication device of the first embodiment. In FIG. 28, elements similar to those shown in FIG. 26 are indicated with corresponding reference numerals and will not be explained in detail. The configuration of FIG. 28 is a configuration where the ninth embodiment of the channel estimation part is applied particularly in a case where communication is made between a base station and a mobile station using a multicarrier transmission system transmitting information using a plurality of subcarriers.

[0238] In order to implement coherent detection in a multicarrier transmission system, it is necessary to implement channel estimation for each subcarrier. Accordingly, the received packet signal is supplied to a serial-to-parallel converter 260, separated into components of respective subcarriers and serial-to-parallel converted. Therefore, the serial-to-parallel converter 260 separates the supplied received packet signal into sequence for each subcarrier and supplies them to the channel estimating part and coherent detection parts 262-1 to 262-*n* of the subcarriers.

[0239] Channel estimation may be applied to each sequence of subcarrier in accordance with the configuration shown in FIG. 29. FIG. 29 is a block diagram showing a configuration of a channel estimation part implemented for each of the subcarrier sequence in the tenth embodiment of the channel estimation part. In FIG. 29, elements similar to those shown in FIG. 27 are indicated with corresponding reference numerals and will not be explained in detail.

[0240] Firstly, the channel variation estimating part A 232 implements channel estimation using pilot symbols. The channel estimation method using the pilot symbols may be a method adopted in either one of the first to fifth embodiments of the channel estimating part described above. Next, the channel variation compensation is implemented by multiplying the complex conjugate values $\hat{\xi}_{A,k,d}(i)$ of the derived channel estimation value by the corresponding information symbol $r_{k,d}(i)$, an absolute coherent detection is

performed and the information symbols are tentative data decision. The tentative data decision information symbols are supplied to a parallel-to-serial converter 264 of FIG. 29.

[0241] The parallel-to-serial converter 264 converts the supplied plurality of sequences of subcarriers into a single sequence by parallel-to-serial conversion, and supplies the obtained single sequence to the error correction decoder and error correction encoder 266. The error correction decoder and error correction encoder 266 performs error correction decoding on the supplied single sequence and outputs the obtained sequence to the modulator 268.

[0242] At the modulator 268, the supplied single sequence is error correction coded again, modulated, and supplied to a weight generator 272. The weight generator 272 may be of a configuration in which the weighting processes adopted in the seventh to ninth embodiments of the channel estimation part is implemented. The weight generator 272 supplies the weighted single sequence of complex conjugate values $x_{k,d}(i)$ to the serial-to-parallel converter 270. The serial-to-parallel converter 270 performs serial-to-parallel conversion on the supplied single sequence of complex conjugate values $w_{k,d}(i) \cdot x_{k,d}(i)$, separates the supplied single sequence into respective sequences of the subcarriers and feeds back to the channel estimating part and coherent detection parts 262-1 to 262-*n* of the subcarriers.

[0243] The multipliers 242 of the channel estimating part and coherent detection parts 262-1 to 262-*n* of the subcarriers multiply the received symbol by the fed back complex conjugate values $w_{k,d}(i) \cdot x_{k,d}(i)$, so as to generate an information symbol sequence $y_{k,d}(i)$ wherefrom the modulation components are removed.

[0244] The channel variation estimation part B 246 is supplied with the information symbol sequence $y_{k,d}(i)$ wherefrom the modulation components are removed and the pilot symbols, and implements channel estimation again. The channel variation estimation part B 246 supplies the complex conjugate values $\hat{\xi}_{B,k,d}(i)$ of the thus-derived channel estimation values to the channel variation compensating part 234. The channel variation compensating part 234 compensates for the channel variation by multiplying the information symbol $r_{k,d}(i)$ by the complex conjugate values $\hat{\xi}_{B,k,d}(i)$ and the data decision result is obtained by implementing absolute coherent detection at the coherent detection part 236.

[0245] The data decision information symbol may be directly output or may be fed back to the channel variation estimating part B 246 so as to repeat the channel estimation and absolute coherent detection process sequence for *n*-cycles (*n*: natural number).

[0246] As has been described above, according to each embodiment of the channel estimating part, since pilot symbols of a known phase is used for channel estimation, a high-accuracy channel estimation is possible irrespective of the continuity of the transmission signals. Also, the pilot symbol of known phase may be transmitted by being time-multiplexed or code-multiplexed on the transmission packet. Further, by using the above-described channel estimation method for a communication device, it is possible to realize a communication device capable of implementing a high-accuracy channel estimation.

[0247] In the first embodiment of the communication device, it can be easily understood that any combination of

any one of the embodiments of the path search part and any one of the embodiments of the channel estimating part may be used, or, either any one of the embodiments of path search part or any one of the embodiments of the channel estimating part may be used.

[0248] Also, it can be easily seen that the use of a pilot symbol described with reference to FIGS. 11 to 21 is not limited to channel estimation but may be also applicable to path search. In other words, although a method of multiplexing the pilot symbol has been described with reference to FIGS. 12, 13, 15, 16, 18 and 19, the pilot symbol multiplexed with the received signal with such multiplexing methods may also be used for path search methods described with reference to FIGS. 3 to 10. Therefore, the pilot symbols inputted to the channel variation estimating parts 214, 220, 222, 224, 226 described with reference to FIGS. 11, 14, 17, 20, and 21 may be used for path search as well as for channel estimation.

[0249] Next, a second embodiment of the communication device of the present invention will be described. In the second embodiment of the communication device, one of the methods for using the pilot symbol described with reference to FIGS. 11 to 21 is either adopted in the path search part or in both channel estimating part and the path search part.

[0250] The second embodiment of the communication device also may also provide an effect similar to the first embodiment of the above-described communication device.

[0251] Further, the present invention is not limited to these embodiments, and variations and modifications may be made without departing from the scope of the present invention.

1. A path search method for detecting respective timings of path components included a signal received via a multipath propagation path, said method comprising the steps of:

a first path search step for detecting respective timings of path components using pilot symbols of a known phase included in said signal received via the multipath propagation path; and

a second path search step for detecting respective timings of path components using information symbols derived from a signal demodulated according to said timings detected in the first path search step and said pilot symbols of a known phase.

2. The path search method as claimed in claim 1, wherein said information symbols derived from the signal demodulated according to the timings detected in the first path search step are generated by implementing the steps of:

despreading said signal received via the multipath propagation path according to said timings detected in the first path search step;

co-phasing and summing the information symbols despread according to said respective path timings in a symbol by symbol manner;

demodulating and implementing data decision of said co-phased and summed respective information symbols; and

remodulating said data decision signal.

3. The path search method as claimed in claim 2, wherein said information symbols derived from the signal demodulated according to the timings detected in the first path search step are selected and fed back such that information symbols satisfying a predetermined condition are selected.

4. The path search method as claimed in claim 1, wherein said second path search step is repeated until a predetermined condition is satisfied.

5. The path search method as claimed in claim 1, wherein said signal received via the multipath propagation path is transmitted in accordance with a multicarrier code division multiplex system.

6. A channel estimation method for estimating channel variation using pilot symbols, said method comprising:

a pilot symbol acquiring step for acquiring pilot symbols of a known phase included in received packets; and

a channel estimation step for implementing channel estimation using said acquired pilot symbols.

7. The channel estimation method as claimed in claim 6, wherein said pilot symbols of a known phase are time-multiplexed with the packets.

8. The channel estimation method as claimed in claim 6, wherein said pilot symbols of a known phase are code-multiplexed with the packets.

9. The channel estimation method as claimed in claim 1, wherein said channel estimation step implements channel estimation by combining said pilot symbols of a known phase and pilot symbols included in other packets transmitted from the same transmission source.

10. A channel estimation method for estimating channel variation using pilot symbols, said method comprising:

a pilot symbol acquiring step for acquiring pilot symbols of a known phase included in a common control channel in a multiplexed manner; and

a channel estimation step for implementing channel estimation using said acquired pilot symbols.

11. The channel estimation method as claimed in claim 10, wherein said pilot symbols of a known phase are time-multiplexed with the common control channel.

12. The channel estimation method as claimed in claim 10, wherein said pilot symbols of a known phase are code-multiplexed with the common control channel.

13. The channel estimation method as claimed in claim 10, wherein said channel estimation step implements channel estimation by combining said pilot symbols of a known phase and pilot symbols included in other packets transmitted from the same transmission source.

14. A channel estimation method for estimating channel variation using pilot symbols, said method comprising:

a first pilot symbol acquiring step for acquiring pilot symbols of a known phase included in packets and in a common control channel in a multiplexed manner;

a second pilot symbol acquiring step for acquiring pilot symbols of a known phase included in said common control channel; and

a channel estimation step for implementing channel estimation using said acquired pilot symbols.

15. A channel estimation method for estimating channel variation using pilot symbols, said method comprising:

- a pilot symbol acquiring step for acquiring pilot symbols of a known phase included in a received packet;
 - a tentative channel estimation step for implementing tentative channel estimation using said acquired pilot symbols;
 - a tentative data decision information symbol generating step for compensating for the channel variation in accordance with a result of said tentative channel estimation and generating tentative data decision information symbols from the compensated information symbols; and
 - a channel estimation step for generating information symbols wherefrom modulation components are removed using said tentative data decision information symbols and implementing channel estimation using said pilot symbols and information symbols.
16. The channel estimation method as claimed in claim 15, wherein said tentative data decision information symbol generating step includes a weighting process for weighting said tentative data decision information symbols according to the reliability.
17. The channel estimation method as claimed in claim 15, wherein said tentative data decision information symbol generating step includes an error correction process for error correction decoding said tentative data decision information symbols after error correction encoding again.
18. The channel estimation method as claimed in claim 17, wherein said tentative data decision information symbol generating step includes a weighting process for weighting said error correction coded tentative data decision information symbols according to the reliability.
19. A channel estimation method for estimating channel variation using pilot symbols, said method comprising:
- a subcarrier acquiring step for acquiring a plurality of subcarriers included in received packets;
 - a pilot symbol acquiring step for acquiring a plurality of pilot symbols of a known phase included in said plurality of subcarriers, respectively; and
 - a channel estimation step for implementing channel estimation for each of said subcarriers using said plurality of pilot symbols.
20. A communication device comprising:
- path search means for detecting respective timings of path components included in a reception signal received via a multipath propagation path using pilot symbols of a known phase included in said reception signal; and
- channel estimation means for estimating channel variation using said pilot symbols.
21. The communication device as claimed in claim 20, wherein said path search means includes:
- a first path search part for detecting respective timings of path components using said pilot symbols; and
 - a second path search part for detecting respective timings of path components using an information symbols derived from a signal demodulated according to said timings detected in the first path search part and said pilot symbols.
22. The communication device as claimed in claim 20 or 21, wherein said channel estimation means includes:
- a pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols included in said reception signal; and
 - a channel estimation part for implementing channel estimation using said acquired pilot symbols.
23. The communication device as claimed in claim 22, wherein said channel estimation part includes:
- a tentative channel estimation part for implementing tentative channel estimation using said acquired pilot symbols;
 - a tentative data decision information symbol generating part for compensating for the channel variation in accordance with a result of said tentative channel estimation and generating a tentative data decision information symbols from the compensated information symbols; and
 - a channel estimation part for generating an information symbol wherefrom modulation components are removed using said tentative data decision information symbols and implementing channel estimation using said pilot symbols and information symbols.
24. The communication device as claimed in claim 22, wherein said pilot symbol acquiring part includes:
- a subcarrier acquiring part for acquiring a plurality of subcarriers included in said reception signal; and
 - a pilot symbol acquiring step for acquiring a plurality of pilot symbols of a known phase included in said plurality of subcarriers, respectively, and,
- wherein said channel estimation part implements channel estimation for each of said subcarriers using said plurality of pilot symbols.
25. A communication device for implementing path search for detecting respective timings of path components included a signal received via a multipath propagation path, said device comprising:
- a first path search part for detecting respective timings of path components using pilot symbols of a known phase included in said signal received via the multipath propagation path; and
 - a second path search part for detecting respective timings of path components using an information symbols derived from a signal demodulated according to said timings detected in the first path search step and said pilot symbols of a known phase.
26. A communication device for implementing channel estimation for estimating channel variation using pilot symbols, said device comprising:
- a pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols of a known phase included in received packets; and
 - a channel estimation part for implementing channel estimation using said acquired pilot symbols.
27. A communication device for implementing channel estimation for estimating channel variation using pilot symbols, said device comprising:
- a pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols of a known phase included in a common control channel in a multiplexed manner; and

a channel estimation part for implementing channel estimation using said acquired pilot symbols.

28. A communication device for implementing channel estimation for estimating channel variation using pilot symbols, said device comprising:

a first pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols of a known phase included in packets and in a common control channel in a multiplexed manner;

a second pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols of a known phase included in said common control channel; and

a channel estimation part for implementing channel estimation using said acquired pilot symbols.

29. A communication device for implementing channel estimation for estimating channel variation using pilot symbols, said device comprising:

a pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols of a known phase included in received packets;

a tentative channel estimation part for implementing tentative channel estimation using said acquired pilot symbols;

a tentative data decision information symbol generating part for compensating for the channel variation in accordance with a result of said tentative channel estimation and generating a tentative data decision information symbols from the compensated information symbols; and

a channel estimation part for generating information symbols wherefrom modulation components are removed using said tentative data decision information symbols and implementing channel estimation using said pilot symbols and information symbols.

30. A communication device for implementing channel estimation for estimating channel variation using pilot symbols, said device comprising:

a subcarrier acquiring part for acquiring a plurality of subcarriers included in received packets;

a pilot symbol acquiring part for acquiring a plurality of pilot symbols of known phases included in said plurality of subcarriers, respectively; and

a channel estimation part for implementing channel estimation for each of said subcarriers using said plurality of pilot symbols.

31. A communication device comprising:

path search means for performing a first path search step in which respective timings of path components are detected using pilot symbols of a known phase included in a reception signal received via a multipath propagation path; and

channel estimation means for performing a first channel estimation step in which channel estimation is implemented for estimating channel variation after said first path search step,

wherein said path search means implements a second path search step in which respective timings of path components are detected using information symbols derived from a signal demodulated after said first channel estimation step according to said timings detected in the first path search step and said pilot symbols of a known phase, and

wherein said channel estimation means implements a second channel estimation step in which channel estimation is implemented for estimating channel variation using information symbols derived from a signal demodulated after said first channel estimation step according to said timings detected in the second path search step and said pilot symbols of a known phase, and thereafter, recursively implementing path search and channel estimation by repeating the processes of implementing said second path search step using said information symbols demodulated after said second channel estimation step and pilot symbols and implementing said second channel estimation step using information symbols fed back in accordance with the timing detected in said second path search step and pilot symbols.

32. The communication device as claimed in claim 31, wherein said pilot symbols are included in at least one of packets and a common control channel of said received signal.

33. The communication device as claimed in claim 32, wherein said pilot symbols are multiplexed with at least one of said packets and said common control channel.

34. A communication device comprising path search and channel estimation means for implementing at least one of path search and channel estimation using pilot symbols of a known phase or information symbols included in at least one of packets and a common control channel of a received signal.

35. The communication device as claimed in claim 34, wherein said pilot symbols are included in at least one of packets and a common control channel of said received signal.

36. The communication device as claimed in claim 34 or 35, further comprising feedback means for feeding back said information symbol,

wherein said path search and channel estimation means recursively implements path search and channel estimation by repeating processes of implementing path search using information symbols decoded after channel estimation and pilot symbols and implementing channel estimation using information symbols fed back via said feedback means in accordance with a timing detected in said path search and pilot symbols.

* * * * *